

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ  
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

МОСКАЛЕЦЬ МИКОЛА ВАДИМОВИЧ

УДК 621.391

**ДИСЕРТАЦІЯ**

**МЕТОДИ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ДОСТУПУ У ПЕРСПЕКТИВНИХ  
СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ**

Спеціальність: 05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

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

\_\_\_\_\_ М.В. Москалець

Науковий консультант Поповський Володимир Володимирович, доктор технічних наук, професор.

Ідентичність всіх примірників дисертації засвідчую:

Учений секретар спеціалізованої вченої ради

/О.Б. Ткачова/

Харків – 2017

## АНОТАЦІЯ

Москалець М.В. Методи просторово-часового доступу у перспективних системах мобільного зв'язку. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі  
Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, 2017.

Дисертаційна робота присвячена розв'язанню актуальної науково-прикладної проблеми, щодо розробки методології системних науково-технічних рішень з метою підвищення продуктивності доступу в системах мобільного зв'язку на основі використання методів адаптивної просторово-часової обробки сигналів при забезпеченні заданої якості послуг і незмінності основних алгоритмів функціонування мобільної мережі.

Основні результати дослідження полягають у наступному.

Вперше запропоновано методологію науково-технічних рішень, щодо впровадження методів просторово-часового множинного доступу з адаптивною обробкою сигналів у складній сигнально-завадовій обстановці у виділених частотних діапазонах в системах мобільного зв'язку, при забезпеченні відповідної якості надання послуг, новизна якої полягає як в інваріантності цих методів щодо існуючих технічних рішень, так і у вирішенні ряду загальносистемних задач, спрямованих на підвищення продуктивності мережі, забезпечення більш високої завадозахищеності, заощадженні радіочастітьникних ресурсів.

Вперше для підвищення продуктивності просторово-часового доступу в системах мобільного зв'язку на відміну від наявних аналогічних методів доступу, які використовують багатопроменеву антенну решітку, запропоновано використання методів на базі теорії адаптивних антенних решіток, що дало змогу реалізувати паралельний множинний доступ, просторово-поляризаційну селекційну обробку кожного із обслуговуваних сигналів, а також заглушення сторонніх випро-

мінювань при незмінності основних алгоритмів функціонування мобільної мережі.

Вперше для перспективних систем мобільного зв'язку запропоновано метод скорочення процедури виявлення сигналів запиту виклику абонентських станцій з використанням моделі оптимального прийому  $k$  сигналів з  $m$  переданих, що на відміну від відомих методів підвищення достовірності виявлення сигналів дає змогу скоротити початкову стадію процесу виявлення викличних сигналів і дозволяє заощадити відрізок часу для досягнення сталого режиму для адаптивного алгоритму просторово-часового доступу.

Вперше в задачах просторово-часового доступу у мобільних системах зв'язку для оцінки вектора вагових коефіцієнтів антенної решітки запропоновано використання рекурсивних методів обробки в просторі змінних стану, що на відміну від відомих асимптотичних алгоритмів є оптимальними в динамічній, зокрема нестационарній заводово-сигнальній обстановці за показниками якості та швидкодії, що дозволило досягти сталого режиму цієї обробки на інтервалі дії викличних сигналів без змін режимів роботи мережі.

Отримали подальший розвиток методи аналізу та урахування реалізаційних обмежень при синтезі процедури доступу, які викликані невизначеністю початкових даних щодо сигнально-заводової обстановки, наявністю взаємного впливу між антенними елементами, багатопроменевістю, втратами просторової когерентності сигналів. Новизна методів полягає в урахуванні апріорних даних про напрямки приходу сигналів на початковій стадії, що забезпечує скорочення інтервалу збіжності процесу адаптації алгоритмів управління адаптивної антенної решітки та необхідну якість алгоритму просторово-часовому доступу.

Отримав подальший розвиток метод оцінки напрямів приходу сигналів абонентських станцій на базі алгоритмів роздільної та понадроздільної здатності, новизна якого полягає в попередньому одержанні оцінок якості алгоритмів та їх порівнянні, що дало змогу здійснювати раціональний вибір алгоритму при різних сигнально-заводових умовах і конфігурації антенної решітки та використовувати отримані дані для установки початкових значень векторів вагових коефіцієнтів та

для формування опорних сигналів в адаптивних алгоритмах просторово-часового доступу.

Вперше запропоновано метод планування просторового розміщення фемто та мікродіалеків мобільної мережі, що базується на теорії оптимізації упаковки 2-х та 3-х мірних об'єктів, що дало можливість подальшого масштабування структури мобільної мережі шляхом поодинокого приєднання об'єктів розміщення на основі логічного вибору з уникненням традиційних *NP*-повних задач перебору.

Вперше запропоновано метод комплексного використання просторово-часового і ймовірнісного конкурентного доступу, що забезпечує можливість збільшення продуктивності системи доступу в  $N$ -разів, де  $N$  добуток потенціальної наявності доступних часових і просторових каналів. Це забезпечило можливість якісного доступу, в умовах збігу напрямку приходу сигналів або близького просторового розташування двох або більше абонентських станцій, при їх великій щільності, за рахунок використання методів ймовірнісного конкурентного доступу, завдяки яким вдається забезпечити вирішення колізій викличних сигналів абонентських станцій у межах однієї і тієї ж пелюстки антенної решітки при її “засліпленні”.

Практичне значення результатів роботи полягає у забезпеченні максимально повного активного використання всього фізичного частотно-часового, просторового і поляризаційного ресурсу. Комплексність виконання дає змогу не тільки підвищувати ефективність різних прикладних задач, але і раціонально використовувати виділені ресурси залежно від потреб доступу і сигнально-завадової обстановки. Важливим є те, що втілення запропонованих методів просторово-часового доступу не тільки вирішить проблему підвищення продуктивності самого доступу, але і забезпечить підвищення ряду багатьох системних показників, що включають продуктивність, завадозахищеність всієї системи мобільного зв'язку, пропускну здатність базової станції, поліпшить електромагнітну сумісність мережі у виділених частотних діапазонах.

**Ключові слова:** мобільний зв'язок, просторово-часовий доступ, антенна решітка, адаптивна просторово-часова обробка сигналу, рекурсивна процедура, напрямок приходу сигналів, вибіркова коваріаційна матриця.

## ANNOTATION

Moskalets M.V. Methods of space-time access in advanced mobile communication systems. - Qualifying scientific work as a manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Engineering Sciences in the specialty 05.12.02 - Telecommunication Systems and Networks. - Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, 2017.

The dissertation is devoted to the solution of a relevant scientific and applied problem concerning development of the methodology of system of scientific and technical solutions in order to increase the productivity of access in mobile communication systems on the basis of the use of adaptive space-time signal processing methods while providing the given quality of services and the unchangeability of the basic algorithms of mobile network functioning.

The main results of the study are as follows.

The methodology of scientific and technical solutions for the introduction of space-time multiple access methods with adaptive signal processing in a complex signal-to-interference situation in selected frequency bands in mobile communication systems when providing the appropriate quality of service delivery has been proposed for the first time, the novelty of which is in invariance of these methods in relation to existing technical solutions as well as in solving a number of system-wide tasks aimed at increasing the network performance, providing a higher noise immunity, saving radio frequency resources.

For the first time, in order to increase the productivity of space-time access in mobile communication systems, unlike existing access methods using multi-beam antenna arrays, the use of methods based on the theory of adaptive antenna arrays has been

proposed, which allowed to realize parallel multiple access, space-polarization selective processing of each of the serviced signals as well as suppressing the external radiation, with the invariability of the main algorithms of the mobile network functioning.

For the first time, for advanced mobile systems, a method is proposed to reduce the procedure for detecting subscriber station call request signals using the model of optimal reception of  $k$  signals from  $m$  transmissions, which, in contrast to known methods for increasing the reliability of detection of signals, allows reducing the initial stage of the detection process of call signals and allows saving a part of time to achieve a steady mode for an adaptive space-time access algorithm.

For the first time in the problems of space-time access in mobile communication systems for estimating the vector of weight coefficients of an antenna array, it is proposed to use recursive methods of processing in the space of state variables, which, unlike the known asymptotic algorithms, are optimal in dynamic, in particular, non-stationary signal-to-interference conditions on indicators of quality and performance, which allowed to achieve a stable mode of this processing on the interval of the action of the call signals without changes in network operating modes.

Further development has been given to the methods for analysis and consideration of the implementation limitations in the synthesis of access procedures caused by the uncertainty of the initial data on the signal-to-interference situation, the presence of mutual influence between the antenna elements, multipathing, and the loss of spatial coherence of signals. The novelty of the methods is in taking into account a priori data about the directions of arrival of signals at the initial stage, which provides reduction of the interval of convergence of the adaptation process for the adaptive antenna array control algorithms and the necessary quality of the space-time access algorithm.

Further development has been given to the method of estimating the arrivals of subscriber stations signals on the basis of algorithms of resolution and superresolution, the novelty of which consists in preliminary obtaining of quality estimations of algorithms and their comparison, which has allowed to carry out rational choice of algorithm under various signaling conditions and configuration of an antenna array and to use the obtained data for the installation of the initial values of the vectors of weight coeffi-

cients and for the formation of pilot signals in the adaptive algorithms of space-time access.

For the first time, the method of planning the spatial placement of femto and microwave cellular networks of the mobile network based on the optimization theory of packaging of 2 and 3 dimensional objects has been proposed, which made it possible to further scale the structure of the mobile network by single addition of the objects being located on the basis of logical selection with avoiding traditional  $NP$ -full selection problems.

For the first time, the method of complex use of space-time and probabilistic competitive access, which provides an opportunity for increasing the productivity of the access system in the cases where  $N$  is the product of the potential availability of available time and spatial channels, has been proposed. This ensured the possibility of qualitative access in the conditions of the coincidence of the arrival of signals or the close spatial location of two or more subscriber stations at their high density due to the use of probabilistic competitive access methods, due to which it is possible to resolve the collisions of the call signals of subscriber stations within the same lobe of the antenna array with its "blindness".

The practical significance of the results of work is in ensuring the maximum full use of the entire physical frequency-time, spatial and polarization resources. The complexity of the implementation allows not only to increase the efficiency of various applications, but also to rationally use allocated resources depending on the needs of access and signal-to-interference condition. It is important that the implementation of the proposed methods of space-time access will not only solve the problem of increasing the productivity of the access itself, but will also provide an increase in a number of many system indicators, including performance, noise immunity of the entire mobile communication system, BS bandwidth, improve the electromagnetic compatibility of the network in selected frequency bands.

**Key words:** mobile communication, space-time access, antenna array, adaptive space-time signal processing, recursive procedure, signal arrival direction, selective covariance matrix.

*Список публікацій здобувача:*

1. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Повышение эффективности использования радиочастотного ресурса при внедрении систем широкополосного беспроводного доступа WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.155.С. 186–190.
2. Москалец Н.В., Селиванов К.А., Наорс И. Анад. Анализ энергетических параметров системы WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 143–147.
3. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Анализ влияния интерференции на уровень принимаемого сигнала в системе WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 163. С. 112–117.
4. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Методология проведения экспериментальных исследований по тестированию производительности широкополосной беспроводной сети IEEE 802.16e. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2011. № 4/3(52). С. 11–15.
5. Москалец Н.В., Селиванов К.А., Никитенко Т.В. Анализ нелинейных искажений в радиотракте с применением различных методов оценки нелинейности. *Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций»*. 2011. № 2 (4). С. 150–161.  
URL: [http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/112\\_selivanov\\_radio.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/112_selivanov_radio.pdf).
6. Москалец Н.В., Скибин В.П. Модель состояния телекоммуникационной сети в условиях случайных воздействий. *Международный научный журнал “Наука и Мир”*. 2014. Том 1, №3 (7). С.181–184.
7. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Модели одноранговых пиринговых сетей для передачи потоков IPTV. *Международный научно-исследовательский журнал*. 2014. Ч. 2. № 4(23). г. Екатеринбург. С. 46–50.
8. Москалец Н.В. Метод использования генетических алгоритмов при распределении ресурсов в группировке радиоэлектронных средств. *Национальная ассоциация ученых (НАУ). Ежемесячный научный журнал*. 2015. № 4 (9), Часть 2 . С.141–143.



9. Москалец Н.В. Методика анализа электромагнитных взаимодействий в больших радиоэлектронных системах. *Сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции «Вопросы образования и науки: теоретический и методический аспекты»*. 2015, 30 июня. Россия, г.Тамбов. С.89–92.

10. Москалец Н.В. Адаптивный метод компенсации задержки на границах разделения беспроводной среды и транспорта. *Сборник трудов по материалам XIV Международной научно-практической конференции "Научные перспективы XXI века. Достижения и перспективы нового столетия"*. 2015, 14.08-15.08. Россия, г. Новосибирск. С. 43–48.

11. Москалец Н.В., Скибин В.П. Анализ состояния ТКС по результатам самодиагностирования. *Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи*. 2014. №1. С. 329–333.

12. Moskalets N.V. Mathematical modeling of electromagnetic interactions in the large radioelectronic systems. *Science and Education Studies "Stanford University Press"*. 2015. № 2(16). P. 398–402.

13. Moskalets N.V. Adaptive method of delay compensation on boundaries separating wireless environment and transport. *«American Journal of Science and Technologies»*. Princeton University Press. 2015. № 2(20). P. 642–653.

14. Москалец Н.В., Поповская Е.О., Тарасов К.А. Оптимизация суммарного взвешенного времени обслуживания в пиринговой сети. *Международный научно-исследовательский журнал Научный альманах*. 2016. № 6-2 (20). С. 110–116.

15. Москалец Н.В., Наорс И Анад Алсалим, Теплицкая С.Н. Анализ методов определения направления прихода сигналов в задачах пространственно-временного доступа. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2016. № 4/9 (82). С. 36–44.

16. Москалец Н.В. Анализ методов обнаружения вызывных сигналов абонентских станций в мобильных системах связи. *Научный журнал «ScienceRise»*. 2016. № 8/2 (25). С. 26–35.

17. Moskalets N.V., S.Teplytska. Analysis of methods using for superresolution of the signals in the tasks of space-time access. *Scientific journal «EUREKA: Physics and Engineering»*. 2016. Volume 5(6). P.16–24.

18. Москалец Н.В. Методы организации пространственно-временного доступа в системе мобильной связи. *Вісник Національного технічного університету "ХПИ"*. – 2016. – № 4(1176). С. 49–58.

19. Москалец Н.В., Поповский В.В. Анализ применимости алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки в системах мобильной связи. *Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций»*. 2016. №2(19). С. 3–27.

URL: [http://pt.journal.kh.ua/2016/2/1/162\\_popovsky\\_stsp.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2016/2/1/162_popovsky_stsp.pdf).

20. Москалец Н.В. Анализ влияния ограничений при реализации методов пространственно-временного доступа. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. 2016. №50 (122). С. 95–100.

21. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Анализ динамики пиринговой сети. *Международный научный журнал «Символ науки»*. 2017. № 03-2. С.106–109.

22. Москалец Н.В. Сравнительный анализ методов оценки направления прихода сигналов. *Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.* 2017. Вып.188. С.126–135.

23. Москалец Н.В. Сравнительная оценка методов определения направления прихода сигналов на основе выборочной корреляционной матрицы. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. 2017. №16 (1238). С. 53–61.

24. Moskalets M. Evaluating The Effectiveness Of Adaptive Antenna Array Weight Coefficients In Discretization. *International Journal "Technology audit and production reserves"*. 2017. №2/2(34). С.12–18.

25. Москалец Н.В. Использование метода оптимизации упаковки объектов в задачах планирования фемтостильник мобильных систем связи. *Наукове періодичне видання "Системи управління, навігації та зв'язку"*. 2017. №2(42). С.185–187.

26. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Функциональная модель управления в сетях пиринговой связи. *Научный журнал "Радиоэлектроника и информатика"*. ХНУРЕ. 2017. №1. С. 48–52.

27. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Фрагментация TV-контента в P2P-сетях с помощью процедуры динамического программирования. *Зв'язок. №2(126)*, (березень-квітень), 2017. С.14–17.

28. Москалец Н.В. Наорс І. Анад. Проблемы внедрения в Украине систем широкополосного беспроводного доступа WiMAX с учетом эффективного использования частотного ресурса. Зб. матер.13-го *Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.»*, м.Харків, ХНУРЕ, 2009р. Харків, 2009. С. 153.

29. Белокурський Ю.П., Москалец Н.В., Коваленко О.В., Захаров В.М. Геоінформаційні технології для планування зв'язку та розміщення засобів радіоелектронної боротьби Зб. тез доповідей *III-ї науково-практичної конференції "Наукове забезпечення службово-бойової діяльності внутрішніх військ МВС України"*, секція 2, м.Харків, Академія внутрішніх військ МВС України, 2011 р., 30-го березня. Харків, 2011. С. 76–78.

30. Москалец Н.В., Василенко Ю.А. Анализ характеристик систем широкополосного беспроводного доступа 4G. *Науково-технічна конференція Академії внутрішніх військ МВС України «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку»*, м.Харків, 2012р. Харків, 2012. С.12–13.

31. Vasilenko Yuriy, Hussein Y., Moskalets M. Synthesis algorithm for determining the direction of the arrival signal from mobile station. *12-th International Conference. The experience of designing and application of cad systems in microelectronics (IEEE)*, Polyana Svalyava (Zakarpattya), Ukraine 19 - 23 February. 2013. Поляна Свалява, 2013. С. 369–372.

32. Москалец Н.В., Василенко Ю.А. Анализ вероятностных характеристик при комбинированном многостанционном доступе. *Материалы 23-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии"*

(КрыМиКо'2013) (IEEE), Севастополь, 8-13 сентября, 2013 г., в 2 т. Севастополь: Вебер, 2013г., Т.1. Севастополь, 2013. С. 466–467.

33. Moskalets M.V. Method of detection and evaluation of activated subscriber stations in a mobile system communication 4G. *First International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology»* (IEEE PIC S&T` 2014), Ukraine, Kharkiv, NURE, 2014, October 14-17. Харків, 2014. С.122–124.

34. Москалец Н.В., Андриенко О.В. Метод определения числа сигналов абонентских станций. *Матеріали 67-ї науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів*, м.Одеса, 2014 р., 3-5 грудня. Одеса, 2014. С. 58.

35. Moskalets N., Popovskaya E. Mathematical scheduling models of IPTV peer to peer networks. *Матеріали 3-ї Міжнародної наукової конференції «Інформація, комунікації, суспільство»* (IEEE), м.Славське, 21-24 травня, 2014р., Славське, 2014. С. 20–21.

36. Москалец Н.В. Анализ задач реализации пространственно-временного доступа в системах мобильной связи 4-го поколения. Зб. матер. 19-го *Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.»*, м.Харків, ХНУРЕ, 20 - 22 квітня, 2015р. Харків, 2015. С. 69-70.

37. Moskalets M.V. Effective use of multibeam antenna and space-time multiple access technology in modern mobile communication systems. *X International Conference on Antenna Theory and Techniques Proceedings (IEEE)*, Ukraine, Kharkiv, NURE, 21-24 april, 2015. Харків, 2015. С.1–2.

38. Москалец Н.В., Лошаков В.А., Селиванов К.А. Методы решения задач ЭМС средствами антенной техники в тропосферной связи. *Первая Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи»* (ЭМС-2015), м. Харків, ХНУРЕ, 27 травня, 2015р. Харків, 2015. С.153.

39. Moskalets M., Teplitskaya S. Analysis of efficiency for space-time processing of signals from subscriber stations in implementation of space-time division multiple

access. *2nd International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology»* (IEEE PIC S&T` 2015). (IEEE), Kharkiv, NURE, October 13-15, 2015, T1. Харків, 2015. С. 234.

40. Москалец Н.В. Анализ методов повышения производительности современных сетей мобильной связи на основе организации пространственно-временного доступа. Зб. матер. 20-го Ювілейного міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.», м.Харків, ХНУРЕ, 19-21 квітня, 2016. Харків, 2016. С. 53–54.

41. Москалец Н.В., Поповский В.В. Оптимальные методы компенсации задержек доступа. *Вторая Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи»* (ЭМС 2016), м.Харків, 27 травня, ХНУРЕ. 2016г. Харків, 2016. С. 95–98.

42. Moskalets M., Kuzminich I. Methods of Femtocells Planning Using Methods of Packaging Optimization. *3rd International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology»* (IEEE PIC S&T` 2016) (IEEE), Kharkiv, NURE, October 4-6, 2016. Харків, 2016. С. 211-213.

43. Москалец Н.В., Колоколов А.В. Анализ методов сверхразрешения в задачах пространственно-временного доступа. *V-а Міжнародна науково-практична конференція «Фізико-технологічні проблеми передавання, оброблення та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах»*. Україна, Чернівці, 3-5 листопада, 2016. Чернівці, 2016. С. 200–201.

44. Москалец Н.В., Тарасов К.А. Методы организации пространственно-временного доступа в системах мобильной связи. *Третий Всеукраинской научно-технической конференции «Информатика, управление и искусственный интеллект»* (ИУИИ-2016) (г. Харьков, НТУ "ХПИ", кафедра вычислительной техники и программирования), 23-25 ноября, 2016р. Харків, 2016. С. 58.

45. Москалец Н.В., Поповский В.В. Упорядоченный отбор с использованием генетического алгоритма приспособленности. *Збірник тез доповідей науково-практичної конференції «Актуальні питання розвитку, удосконалення та екс-*

плуатації озброєння та військової техніки в Національній гвардії України», м.Харків, 17 листопада, 2016р. Харків, 2016. С. 54–55.

46. Москалец Н.В. Оценка влияния суммы дестабилизирующих факторов при реализации методов пространственно-временного доступа. *21-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь В XXI веке», конференция «Перспективы развития телекоммуникационных и информационно-измерительных технологий»*. Харків, ХНУРЕ, 25-27 квітня, 2017р. Харків, 2017. С. 55–56.

47. Москалец Н.В. Анализ системных подходов по использованию методов пространственно-временного доступа. *Научно-практическая конференция «Применение информационных технологий в подготовке и деятельности сил охраны правопорядка»* (Национальная академия Национальной гвардии Украины, г.Харьков, 15-16 марта, 2017г.). Харків, 2017. С.129–131.

48. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Методы управления потоком фрагментов в пиринговых сетях. *Видання "Збірник матеріалів Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій»*.Київ,18 квітня, НДІ телекомунікацій ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, 2017р. Київ, 2017. С.1–3.

49. Moskalets M. Analysis of Methods Direction of Arrival Estimation in Space-Time Access. *Первая МНТК «Компьютерные и информационные системы и технологии»*, г.Харьков, ХНУРЭ, 20-22 апреля, 2017г. Харків, 2017. С. 54.

## ЗМІСТ

	Стр.
ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ ТА ТЕРМІНІВ.....	22
ВСТУП.....	24
1 АНАЛІЗ СТАНУ РОЗВИТКУ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....	36
1.1 Напрямки загальносистемного розвитку систем мобільного зв'язку.....	36
1.2 Використання протоколу високошвидкісного пакетного доступу мобільного зв'язку HSPA.....	44
1.3 Перспективи розвитку систем мобільного зв'язку п'ятого покоління .....	45
1.3.1 Проекти розвитку систем мобільного зв'язку 5G.....	45
1.3.2 Вимоги до технологічного вигляду 5G.....	51
1.3.3 Стандартизація 5G.....	54
1.4 Перспективи використання методів просторово-часового доступу в системах мобільного зв'язку.....	61
1.5 Висновки до 1-го розділу.....	67
2 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....	70
2.1 Організаційні методи підвищення продуктивності мобільного зв'язку на основі ефективного використання радіочастотного ресурсу.....	72
2.2 Методи використання сучасних структур завадозахищених сигналів, що забезпечують більшу продуктивність мобільного зв'язку.....	78
2.2.1 Згладжені багатотональні сигнали .....	79
2.2.2 Багатотональні сигнали зі зрушенням квадратурних компонент	80
2.2.3 Косинус-модульовані багатотональні сигнали.....	82

2.2.4	Порівняльний аналіз спектральної та енергетичної ефективності розглянутих технологій .....	83
2.3	Адаптивна корекція багатопробових спотворень прийнятих сигналів.....	85
2.3.1	Вибір методу адаптивної корекції багатопробовості сигналів	85
2.3.2	Постановка задачі синтезу еквайзера в частотній області....	91
2.3.3	Процедура оцінки каналу в схемі з турбоеквалайзером.....	95
2.3.4	Адаптивна оцінка каналу, керована рішеннями.....	96
2.3.5	Стійкість рекурсивного алгоритму, керованого еквайзера....	98
2.3.6	Загальна процедура адаптивної оцінки каналу і еквайзація....	101
2.3.7	Результати імітаційного моделювання.....	101
2.4	Методи побудови однорангових мереж з децентралізованим до- ступом.....	105
2.4.1	Структурні моделі пірингових мереж.....	106
2.4.2	Функціональні моделі пірингових мереж.....	108
2.4.3	Математичні моделі масового обслуговування .....	109
2.4.4	Динамічні моделі стану пірингових мереж.....	112
2.5	Висновки до 2-го розділу.....	116
3	<b>ВИКОРИСТАННЯ ПРОСТОРОВИХ МЕТОДІВ ДЛЯ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....</b>	<b>119</b>
3.1	Методи підвищення продуктивності мобільних мереж шляхом розвитку мережевої інфраструктури.....	119
3.1.1	Аналіз ефективності використання фемтостільників.....	119
3.1.2	Результати аналізу використання фемтостільників при різних сценаріях.....	125
3.1.3	Методика проектування фемтостільників з використанням методів оптимізації упаковки.....	130
3.2	Когнітивні радіотехнології.....	139
3.3	Пропускна здатність радіоканалу системи MIMO в умовах	



	просторово-корельованих завмирань.....	143
3.4	Методи підвищення коефіцієнта використання радіочастотного спектру при організації просторово-часового доступу.....	148
3.5	Облік системи мобільного зв'язку з просторово-часовим доступом.....	151
3.6	Висновки до 3-го розділу.....	155
4	МЕТОДИ ВИЯВЛЕННЯ ВИКЛИЧНИХ СИГНАЛІВ АС.....	159
4.1	Аналіз методів виявлення випадкових сигналів.....	160
4.1.1	Постановка задач виявлення.....	160
4.1.2	Вибір оптимальних статистичних алгоритмів виявлення.....	163
4.1.3	Обґрунтування вибору методу виявлення сигналу виклику.....	167
4.2	Вибір алгоритмів виявлення сигналів виклику абонентських станцій при просторово-часовому доступі.....	168
4.3	Оптимізація алгоритмів виявлення викличних сигналів.....	177
4.4	Оптимізація послідовної процедури виявлення сигналів виклику з супроводом у початковій стадії .....	182
4.4.1	Метод організації послідовної процедури виявлення і супроводу ВС з урахуванням початкової стадії.....	183
4.5	Висновки до розділу 4.....	189
5	ВИБІР МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ НАПРЯМКУ ПРИХОДУ ВИКЛИЧНИХ СИГНАЛІВ АБОНЕНТСЬКИХ СТАНЦІЙ.....	192
5.1	Аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів.....	192
5.2	Аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів абонентських станцій з оцінкою вектора розподілу поля.....	199
5.3	Метод оцінки напрямку приходу сигналу абонентських станцій за допомогою рівносигнальної зони прийому.....	204
5.4	Використання штучних нейронних мереж.....	205
5.5	Особливості реалізації нейромережових методів оцінки пеленгу	208
5.6	Методи надроздільної здатності при визначенні напрямку приходу сигналу абонентської станції.....	210

5.6.1	Дослідження методів оцінки напрямку приходу сигналів з над-розділенням.....	217
5.6.2	Результати моделювання спектральних оцінок роздільної здатності методів надрозділення.....	220
5.6.3	Аналіз отриманих результатів проведеного імітаційного моделювання методів надроздільної здатності.....	224
5.7	Аналіз якості методів визначення напрямку приходу сигналів	227
5.8	Позиціонування на основі супутникових навігаційних систем GPS і ГЛОНАСС.....	230
5.9	Висновки до розділу 5.....	233
6	<b>МЕТОДИ ОРГАНІЗАЦІЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ДОСТУПУ У СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....</b>	<b>237</b>
6.1	Концептуальні основи організації просторово-часового доступу	238
6.2	Метод організації просторово-часового доступу з використанням синтезованої діаграми спрямованості багатоелементної антени.....	240
6.3	Метод просторово-часового доступу з використанням адаптивних методів з просторово-часовою обробкою сигналів	241
6.4	Методи просторово-часової обробки сигналів, орієнтовані на просторово-часовий доступ.....	246
6.5	Основні передумови для організації просторово-часового доступу.....	248
6.6	Аналіз застосування алгоритмів просторово-часової обробки для просторово-часового доступу сигналів абонентських станцій.....	252
6.6.1	Асимптотичні методи синтезу адаптивних антенних решіток...	252
6.6.2	Критерій МСКВ прийнятого сигналу від заданого еталону.....	253
6.6.3	Критерій максимуму відношення рівнів сигнал/шум.....	255
6.6.4	Критерій мінімуму рівня завад на виході ААР.....	257
6.7	Рекурентні методи синтезу адаптивних антенних решіток.....	260

6.7.1	Адаптивні антенні решітки.....	270
6.7.2	Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм мінімуму середньоквадратичного відхилення.....	271
6.7.3	Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм максимуму вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шуму.....	272
6.7.4	Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм мінімуму вихідної потужності.....	272
6.7.5	Алгоритм адаптивної антенної решітки, синтезований для динамічної сигнально-завадової обстановки.....	273
6.7.6	Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів адаптивних антенних решіток при динамічній сигнально-завадовій обстановці	274
6.8	Оцінка ефективності адаптивної антенної решітки при дискретизації вагових коефіцієнтів.....	281
6.8.1	Методи дослідження.....	281
6.8.2	Результати досліджень.....	287
6.9	Аналіз ефективності адаптивних антенних решіток, виконаних за критерієм МСКВ.....	291
6.10	Поляризаційно-часова обробка сигналів при просторово-часовому доступі.....	295
6.10.1	Особливості поляризації в лініях зв'язку безпроводових систем	295
6.10.2	Синтез методів поляризаційно-часової обробки сигналів при просторово-часовому доступі.....	299
6.10.3	Методи просторово-часового доступу з поляризаційно-часовою обробкою сигналів.....	303
6.10.4	Додаткові випадки застосування поляризаційно-часової обробки	308
6.11	Оцінка обчислювальної ефективності алгоритмів синтезу багатопроменевої діаграми спрямованості.....	310
6.12	Висновки до розділу 6.....	312
7	АНАЛІЗ ВПЛИВУ ОБМЕЖЕНЬ ПРИ РЕАЛІЗАЦІЇ МЕТОДІВ	

	ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ДОСТУПУ.....	316
7.1	Узагальнений аналіз залежності характеристик ААР від параметрів антенних пристроїв.....	316
7.2	Аналіз ефективності методів просторово-часового доступу з урахуванням реальної ширини спектру прийнятих сигналів.....	323
7.3	Аналіз впливу багатопроменевості сигналів на якість просторово-часового доступу.....	328
7.4	Дослідження впливу початкових умов на ефективність задач просторово-часового доступу.....	337
7.5	Виявлення та оцінка кількості активних абонентських станцій...	343
7.5.1	Зміст задачі виявлення і оцінки числа активних абонентських станцій.....	344
7.5.2	Адаптивне рішення задачі виявлення та оцінки числа абонентських станцій.....	347
7.6	Висновки до 7-го розділу.....	349
8	АНАЛІЗ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ ПРИ ВИКОРИСТАННІ АЛГОРИТМУ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО МНОЖИННОГО ДОСТУПУ.....	352
8.1	Механізми використання адаптивних антенних решіток у системах мобільного зв'язку 4G	352
8.2	Основні принципи реалізації механізмів доступу в системах мобільного зв'язку 4G.....	354
8.3	Види сервісів потоку даних.....	355
8.3.1	Механізм запиту смуги пропускання .....	357
8.3.2	Одноадресне опитування.....	358
8.3.3	Передача запиту смуги пропускання з прикріпленням.....	358
8.3.4	Конкурентний період запитів на смугу пропускання.....	359
8.3.5	Виділення смуги пропускання.....	361
8.4	Аналіз ймовірно-часових характеристик при використанні протоколу просторово-часового доступу.....	361

8.5	Аналіз ймовірнісних характеристик при випадковому множинному доступі.....	362
8.5.1	Ймовірнісна модель конкурентного множинного доступу.....	363
8.5.2	Опис функції моделі конкурентного множинного доступу.....	364
8.5.3	Аналіз ймовірнісно-часових характеристик сумісного використання методів просторово-часового і випадкового доступу з подвійною експоненційною відстрочкою.....	366
8.6	Визначення часу обслуговування пакетів.....	370
8.6.1	Процедура застосування черги зареєстрованих пакетів.....	372
8.6.2	Оцінка середнього часу реєстрації пакета.....	373
8.7	Висновки до 5-го розділу.....	378
	ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ.....	380
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	385
	ДОДАТОК А. Функціональна модель управління у мережах пірингового зв'язку.....	412
	ДОДАТОК Б. Отримання невизначеності за результатами практичних і теоретичних даних. дослідження параметрів невизначеності прямих та польових вимірювань.....	424
	ДОДАТОК В. Акти о використанні результатів досліджень.....	443
	ДОДАТОК Г. СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА.....	450

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИ-  
НИЦЬ ТА ТЕРМІНІВ

- АВК – алгоритм вирішення конфлікту  
АДК – алгоритм доступу до каналу  
АР – антенна решітка  
АС – абонентська станція  
АПЧОС – адаптивна просторово-часова обробка сигналів  
БС – базова станція  
БПА – багатопроменева антена  
ВВК – вектор вагових коефіцієнтів  
ВМД – випадковий множинний доступ  
ВС – викличний сигнал  
ВСШ – відношення сигнал/шум  
ВСЗШ – відношення сигнал/завада+шум  
ДС – діаграми спрямованості  
ЕМО – електромагнітна обстановка  
ЕМС – електромагнітна сумісність  
МС – мобільна станція  
НВЧ – надвисокі частоти  
ПК – потенційні контейнери  
ПЧД – просторово-часовий доступ  
СМЗ – системи мобільного зв'язку  
ТД – точка доступу  
УВЧ – ультрависокі частоти  
ШПФ – швидке перетворення Фур'є

BEB – Binary. Exponential Backoff – метод подвійної експоненційної відстрочки

DOA – Direction of arrival estimation – метод визначення напрямку приходу сигналу

CDMA – Code Division Multiple Access – множинний доступ з кодовим розділенням каналів

GSM – Global System for Mobile Communications

LTE – Long Time Evolution – довготривала часова еволюція

MIMO – Multiple Input Multiple Output – системи зв'язку з рознесеними передавальними і приймальними антенами

NGN – Next Generation Network – мережа наступного покоління

P2P – Peer-to-peer – мережа рівноправних вузлів

TDMA – Time division multiple access – множинний доступ з часовим розділенням каналів

3GPP – Third Generation Partnership Project – партнерське угруповання 3G

IMT – International Mobile Telecommunications

OFDMA – Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access

HSPA – High Speed Packet Access, HSPA – протокол високошвидкісного пакетного доступу мобільного зв'язку 3-го покоління

SDMA – Space Division Multiple Access – множинний доступ з просторовим розділенням каналів

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Протягом останніх десятиліть відзначається бурхливе зростання споживання трафіку, що надається системами мобільного зв'язку. Це зростання призвело до того, що спочатку виділені для цього зв'язку та задіяні в ньому фізичні ресурси (частотно-часові та просторово-поляризаційні) почали вичерпуватися. Для вирішення задачі подальшого зростання числа споживачів були знайдені нові види та структури сигналів, методи економії радіочастотного спектру, нові схеми множинного (багатостанційного) доступу, оператори, що працюють в Україні (Київстар, Астеліт, Vodafone та ін.) знайшли рішення колективного використання ресурсів і обладнання.

Одною з найбільш проблематичних задач підвищення ефективності мобільних систем зв'язку є обмеженість можливостей щодо множинного доступу. Проблема доступу до загального ресурсу базової станції (БС) виконується зазвичай на основі розділення частотно-часових параметрів сигналів абонентських станцій (АС). В даній роботі розглянуто задачі підвищення продуктивності процесу доступу за рахунок впровадження саме просторово-часового доступу (ПЧД), при використанні якого, крім самого доступу, вдається отримати і ряд інших корисних якостей мобільної телекомунікаційної системи.

Спроби перевести мобільні системи в інші більш високочастотні діапазони сантиметрових або міліметрових хвиль представляються поки не конструктивними, оскільки для цього будуть потрібні величезні кошти на заміну всього обладнання базових і абонентських станцій. Водночас, ще не до кінця вичерпані всі резерви фізичних ресурсів, зокрема просторово-поляризаційні. Слід зазначити, що просторові параметри, які на сьогодні задіяні в задачах рознесеного прийому систем зв'язку з рознесеними передавальними і приймальними антенами MIMO (Multiple Input Multiple Output), при побудові мікро і фемтостільників та ін., використовуються в пасивному варіанті, забезпечуючи при цьому потрібну енергетику в лініях мобільного зв'язку. Більш ефективним є активне їх використання, що розширює простір параметрів доступу.



У багатьох наукових працях, присвячених мобільним системам, здійснювались спроби активного використання просторово-поляризаційних параметрів сигналів і антен для вирішення різних задач, зокрема і просторово-часових методів доступу. Однак багато з них носять частковий, автономний, не пов'язаний із загальносистемними задачами, характер. У даній дисертації здійснено спробу інтегрувати задачі просторово-часового доступу в загальносистемну проблематику і отримано не тільки новий позитивний ефект від запропонованого просторово-часового доступу, але і продемонстровано можливість комплексності рішень, що забезпечить зростання загальносистемної ефективності й підвищить продуктивність мобільної мережі, економію радіочастотного спектру, забезпечення високої завадостійкості, електромагнітної сумісності та, відповідно, можливості надання якісних послуг споживачам інформації.

Важливим, є те, що запропоновані методи просторово-часового доступу можливо реалізувати на наявній технічній та технологічній базі без зміни режимів зв'язку. На відміну від традиційних методів ПЧД, які базуються на методах синтезу діаграми спрямованості (ДС) і супроводі променем прийнятого сигналу, запропоноване рішення не потребує розгляду ДС, а знаходиться найкраще на поточний час сигнальне-завадове співвідношення, що задовольняє критерію оптимальності. Ідея цього методу запозичена з теорії адаптивних антенних решіток, значний вклад у розробку яких внесли відомі вчені: В. Уїдроу, Р.А. Монзінго, Я.Д. Ширман та ін.

У зв'язку з цим актуальною науково-прикладною проблемою, що розв'язується у даній дисертації, є розробка методології системних науково-технічних рішень щодо підвищення продуктивності доступу в системах мобільного зв'язку на основі використання методів адаптивної просторово-часової обробки сигналів при забезпеченні заданої якості послуг і незмінності основних алгоритмів функціонування мобільної мережі.

### **Зв'язок роботи з науковими програмами, планами й темами.**

Дисертаційна робота безпосередньо пов'язана з реалізацією основних положень «Концепції національної інформаційної політики», «Концепції конверген-

ції телефонних мереж і мереж з пакетною комутацією в Україні» та «Основних засад розвитку інформаційного суспільства в Україні на 2007-2015 роки». Матеріали дисертації використані в науково-дослідних роботах, які виконувалися в Харківському національному університеті радіоелектроніки (ХНУРЕ), у яких здобувач був виконавцем (у роботі №13-12 відповідальним виконавцем): 1. № 235-1 (ДР №0109U000662) «Методи проектування телекомунікаційних мереж NGN та управління їх ресурсами». 2. НДР № 261-1 (ДР №0111U002627) «Методи підвищення продуктивності безпроводових мереж наступного покоління». 3. НДР № 13-12 (ДР № 0113U006180) «Дослідження факторів впливу на результати вимірювань параметрів випромінювання РЕЗ та розробка пропозицій щодо визначення загальних погрішності та невизначеності при проведенні вимірювань засобами радіоконтролю», що виконувалась для «Українського Державного центру радіочастот». 4. НДР ДР №0114U000007т, 5. НДР ДР №0116U000066т.

**Мета роботи** полягає в підвищенні ефективності множинного доступу за часовими та ймовірнісними показниками в перспективних системах мобільного зв'язку на основі розробки системних науково-технічних рішень, щодо впровадження методів адаптивного просторово-часового доступу.

У рамках дисертаційної роботи в ході вирішення наукової проблеми були поставлені й вирішені такі наукові задачі дослідження:

1. Аналіз стану, розвитку сучасних і перспективних систем мобільного зв'язку та ефективності задіяння основних фізичних ресурсів.
2. Пошук і обґрунтування методів підвищення продуктивності мереж мобільного зв'язку в умовах обмеження виділених частотно-часових ресурсів.
3. Аналіз застосування моделей та методів щодо впровадження просторово-часового доступу з індивідуальною адаптивною просторово-часовою обробкою викличних сигналів мобільних станцій та супровід їх впродовж сеансу зв'язку в існуючі й перспективні системи мобільного зв'язку.
4. Аналіз і вибір конфігурації антенної решітки для забезпечення ефективного просторово-часового доступу до базової станції за умов наявності взаємозв'язку між антенними елементами та наявності різних реалізаційних втрат.

5. Аналіз ефективності алгоритмів адаптивного просторово-часового доступу абонентських станцій мобільного зв'язку та розробка методу адаптивної компенсації багатопроменевості на основі процедури еквалізації.

6. Розробка методу пришвидшеного виявлення викличних сигналів абонентських станцій на основі аналізу моделей та методів виявлення та обробки сигналів.

7. Розробка моделі визначення кількості активних сигналів абонентських станцій та обґрунтування вибору методу прийому заявок з урахуванням наявності колізій.

8. Аналіз і вибір методів визначення напрямів приходу сигналів на основі оцінки характеристик спрямованості антенної решітки та вибір критеріїв її ефективності.

9. Оцінка ефективності процедур просторово-часового доступу і можливості реалізації та швидкодії обчислювальних алгоритмів.

**Об'єктом досліджень** є процес забезпечення надійного і якісного доступу в мобільних системах зв'язку в умовах високого навантаження і складної сигнально-завадової обстановки.

**Предметом досліджень** є моделі та методи багатостанційного множинного просторово-часового доступу на основі активного використання просторово-часових фізичних ресурсів систем мобільного зв'язку.

#### **Методи досліджень.**

У ході досліджень, проведених у дисертаційній роботі, були використані: синтез і аналіз математичних моделей та методів активного використання частотно-часових та просторово-поляризаційних параметрів сигналів під час вирішення задачі підвищення продуктивності систем мобільного зв'язку; теорія та методи адаптивних антенних решіток і адаптивної просторово-часової та просторово-поляризаційної обробки сигналів під час розробки моделей та методів реалізації просторово-часового множинного доступу абонентських станцій; теорія електрозв'язку при аналізі та виборі моделей та методів виявлення сигналів для систем мобільного зв'язку; теорія оптимізації під час розробки моделі оптимального про-

сторового розміщення фемтостільників та оцінки методів релеївської роздільної і понадроздільної здатності; теорія та методи визначення напрямів приходу сигналів при вирішенні задачі оцінки визначення напрямків приходу викличних сигналів АС; теорія випадкових процесів, оцінки та управління під час розробки моделей та методів організації просторово-часового доступу; методи радіофізики та електродинаміки під час розробки методики аналізу впливу реалізаційних обмежень щодо впровадження методів просторово-часового доступу; теорія ймовірностей і математичної статистики в ході розробки і аналізу моделі спільного використання конкурентного і просторово-часового доступу; методи імітаційного моделювання для оцінки ефективності процедур просторово-часового доступу.

### **Наукова новизна отриманих результатів.**

1. Вперше запропоновано методологію науково-технічних рішень, щодо впровадження методів просторово-часового множинного доступу з адаптивною обробкою сигналів у складній сигнально-завадовій обстановці у виділених частотних діапазонах в системах мобільного зв'язку, при забезпеченні відповідної якості надання послуг, новизна якої полягає як в інваріантності цих методів щодо існуючих технічних рішень, так і у вирішенні ряду загальносистемних задач, спрямованих на підвищення продуктивності мережі, забезпечення більш високої завадозахищеності, заощадженні радіочасотних ресурсів.

2. Вперше для підвищення продуктивності просторово-часового доступу в системах мобільного зв'язку на відміну від наявних аналогічних методів доступу, які використовують багатопрореневу антенну решітку, запропоновано використання методів на базі теорії адаптивних антенних решіток, що дало змогу реалізувати паралельний множинний доступ, просторово-поляризаційну селекційну обробку кожного із обслуговуваних сигналів, а також заглушення сторонніх випромінювань при незмінності основних алгоритмів функціонування мобільної мережі.

3. Вперше для перспективних систем мобільного зв'язку запропоновано метод скорочення процедури виявлення сигналів запиту виклику абонентських станцій з використанням моделі оптимального прийому  $k$  сигналів з  $m$  переданих,

що на відміну від відомих методів підвищення достовірності виявлення сигналів дає змогу скоротити початкову стадію процесу виявлення викличних сигналів і дозволяє заощадити відрізок часу для досягнення сталого режиму для адаптивного алгоритму просторово-часового доступу.

4. Вперше в задачах просторово-часового доступу у мобільних системах зв'язку для оцінки вектора вагових коефіцієнтів антенної решітки запропоновано використання рекурсивних методів обробки в просторі змінних стану, що на відміну від відомих асимптотичних алгоритмів є оптимальними в динамічній, зокрема нестационарній сигнально-завадовій обстановці за показниками якості та швидкодії, що дозволило досягти сталого режиму цієї обробки на інтервалі дії викличних сигналів без змін режимів роботи мережі.

5. Отримали подальший розвиток методи аналізу та урахування реалізаційних обмежень при синтезі процедури доступу, які викликані невизначеністю початкових даних щодо сигнально-завадової обстановки, наявністю взаємного впливу між антенними елементами, багатопроменевістю, втратами просторової когерентності сигналів. Новизна методів полягає в урахуванні апріорних даних про напрямки приходу сигналів на початковій стадії, що забезпечує скорочення інтервалу збіжності процесу адаптації алгоритмів управління адаптивної антенної решітки та необхідну якість алгоритму просторово-часовому доступу.

6. Отримав подальший розвиток метод оцінки напрямів приходу сигналів абонентських станцій на базі алгоритмів роздільної та понадроздільної здатності, новизна якого полягає в попередньому одержанні оцінок якості алгоритмів та їх порівнянні, що дало змогу здійснювати раціональний вибір алгоритму при різних сигнально-завадових умовах і конфігурації антенної решітки та використовувати отримані дані для установки початкових значень векторів вагових коефіцієнтів та для формування опорних сигналів в адаптивних алгоритмах просторово-часового доступу.

7. Вперше запропоновано метод планування просторового розміщення фемто та мікростільників мобільної мережі, що базується на теорії оптимізації упаковки 2-х та 3-х мірних об'єктів, що дало можливість подальшого масштабу-

вання структури мобільної мережі шляхом поодинокого приєднання об'єктів розміщення на основі логічного вибору з уникненням традиційних  $NP$ -повних задач перебору.

8. Вперше запропоновано метод комплексного використання просторово-часового і ймовірнісного конкурентного доступу, що забезпечує можливість збільшення продуктивності системи доступу в  $N$ -разів, де  $N$  добуток потенціально наявності доступних часових і просторових каналів. Це забезпечило можливість якісного доступу, в умовах збігу напряму приходу сигналів або близького просторового розташування двох або більше абонентських станцій, при їх великій щільності, за рахунок використання методів ймовірнісного конкурентного доступу, завдяки яким вдається забезпечити вирішення колізій викличних сигналів абонентських станцій у межах однієї і тієї ж пелюстки антенної решітки при її “засліпленні”.

#### **Практичне значення результатів роботи.**

Практичне значення результатів роботи полягає у забезпеченні максимально повного активного використання всього фізичного частотно-часового, просторового і поляризаційного ресурсу. Комплексність виконання дає змогу не тільки підвищувати ефективність різних прикладних задач, але і раціонально використовувати виділені ресурси залежно від потреб доступу і сигнально-завадової обстановки. Важливим є те, що втілення запропонованих методів просторово-часового доступу не тільки вирішить проблему підвищення продуктивності самого доступу, але і забезпечить підвищення ряду багатьох системних показників, що включають продуктивність, завадозахищеність всієї системи мобільного зв'язку, пропускну здатність БС, поліпшить електромагнітну сумісність мережі у виділених частотних діапазонах. Впровадження методів просторово-часового доступу дозволяє продовжити економне використання традиційними, виділеними під системи мобільного зв'язку, ділянками радіочастотного спектру (890-960, 1800-2100 МГц), не потребують зміни технічних рішень існуючих систем мобільного зв'язку, організації зв'язку, зміни парку мобільних станцій, передбачається лише

зміна антенно-фідерних пристроїв та управління просторово-поляризаційними параметрами антен.

Дослідження кількісних даних, пов'язаних з реалізаційними обмеженнями, до яких відносяться помилки початкових даних щодо сигнально-завадової обстановки, взаємний вплив між антенними елементами, багатопроменевість, широко-смуговість, просторова когерентність сигналів забезпечує можливість реальної оцінки якості доступу і дозволяє визначити ті межі, яких можна досягти при практичному втіленні запропонованих методів. З використанням запропонованих методів просторово-часового доступу збільшуються потенційні можливості систем мобільного зв'язку за одночасно обслуговуваними абонентськими станціями, що визначається добутком кількості частотно-часового і просторово-поляризаційного доступів.

Отримані в роботі результати були використані під час розробки методів і практичних реалізацій щодо: підвищення продуктивності безпроводових мереж наступного покоління в ході виконання НДР № 235-1 (ДР №0109U000662) «Методи проектування телекомунікаційних мереж NGN та управління їх ресурсами», НДР № 261-1 (ДР №0111U002627) «Методи підвищення продуктивності безпроводових мереж наступного покоління», НДР № 13-12 (ДР № 0113U006180) «Дослідження факторів впливу на результати вимірювань параметрів випромінювання РЕЗ та розробка пропозицій щодо визначення загальних погрішності та невизначеності при проведенні вимірювань засобами радіоконтролю», що виконувалась для «Українського Державного центру радіочастот», НДР ДР №0114U000007т. та НДР ДР №0116U000066 т.

Запропоновані науково-технічні рішення, математичні моделі й методи щодо використання просторово-часового доступу, використані в навчальному процесі кафедри інфокомунікаційних систем Харківського національного університету радіоелектроніки, зокрема в дисциплінах «Системи мобільного зв'язку», «Перспективні безпроводові системи».

Використання результатів підтверджується відповідними актами.

**Особистий внесок здобувача.**

Основні результати дисертаційної роботи автором отримано самостійно і опубліковано в спеціалізованих фахових виданнях [1-51]. У роботах, виконаних у співавторстві, особисто Москальцю М.В. належать такі наукові результати, зокрема: в роботі [1] автору належить розробка методики оцінки електромагнітної сумісності (ЕМС) систем абонентського безпроводового доступу; в роботі [2] автору належить модель територіального планування базових станцій систем широкопasmового безпроводового доступу IEEE 802.16e WiMAX, що забезпечує підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу; в роботі [3] автору належить розрахункова модель енергетичних параметрів сигналів в радіолініях системи IEEE 802.16e WiMAX, з урахуванням діючої сигнально-завадової обстановки; в роботі [7] автору належить аналітична модель з розрахунку рівня потужності сигналу на прийомі абонентського терміналу від співвідношення сигнал/завада в радіолініях системи IEEE 802.16e WiMAX; в роботі [9] автору належить методологія проведення експериментальних досліджень з тестування продуктивності широкопasmової безпроводової мережі IEEE 802.16e WiMAX в реальному масштабі часу; в роботі [10] автору належать вирази відгуків нелінійного кола радіотракту безпроводової системи зв'язку для різних видів нелінійних впливів, що дає можливість розрахувати коефіцієнт гармонік з більшим ступенем точності; в роботі [14] автору належить математична модель стану телекомунікаційної системи в припущенні наявності короткочасних і тривалих випадкових впливів із використанням представлення Х'юбера; в роботі [15] автором запропонована структура телекомунікаційної системи у вигляді орієнтованого діагностичного графа і вирішена задача знаходження якісного стану мережі за принципом самодіагностування; в роботі [18] автору належить аналіз функціональних математичних моделей пірингових мереж; у роботі [31] автору належить аналітична модель, що відображає структуру, функції і динаміку пірингової мережі на основі методів теорії розкладів, що використовується для підвищення продуктивності мережі та якості надання послуг QoS, QoE; в роботі [32] автору належить аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів на основі методів радіопеленгації в задачах просторово-часового доступу стосовно систем мобільного зв'язку; в ро-



боті [34] автору належить аналіз методів кутової понадроздільної здатності сигналів і результати їх теоретичної граничної точності, що дає можливість зробити вибір найбільш ефективного методу визначення приходу сигналів відповідно до заданих параметрів сигнально-завадової обстановки при діючих обмеженнях; в роботі [40] автору належить аналіз застосовності найбільш популярних методів і алгоритмів синтезу адаптивних антенних решіток (ААР) для використання в ПЧД, що розрізняються як призначенням, так і критеріями ефективності функціонування стосовно систем мобільного зв'язку; в роботі [44] автору належить аналітична модель оцінки показників якості пірингової мережі з урахуванням впливу різних чинників, що впливають на динаміку відтворення при поданні послуги відео за запитом і живого потокового відео на основі використання показника відношення швидкостей скачування і завантаження, наведеного до поточного числа активних пірів; у роботі [49] автору належить математична модель управління потоком фрагментів в піринговій мережі P2P-TV при передачі відеоконтенту з використанням критерію мінімуму сумарної втрати часу на обслуговування  $N$ -фрагментів інформаційної послідовності, що дало можливість для отримання рішення, яке призводить до процедури динамічного програмування; в роботі [50] автору належить аналітична модель оптимізації процесу фрагментації відеоконтенту у часових P2P мережах з використанням математичної авторегресійної моделі з використанням методу динамічного програмування з адитивним критерієм.

**Апробація** основних результатів, отриманих у рамках дисертаційних досліджень проводилась в ході доповідей на 22-х наукових, науково-практичних конференціях, форумах і симпозіумах галузевого, державного і міжнародного рівнів [28-49] у тому числі на: 13,19, 20, 21-му Міжнародних молодіжних форумах «Радіoeлектроніка та молодь у XXI сторіччі» (м.Харків, ХНУРЕ, 2009-2017); III-й науково-практичній конференції «Наукове забезпечення службово-бойової діяльності внутрішніх військ МВС України» (м.Харків, Академія внутрішніх військ МВС України, 2011); науково-технічній конференції «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку» (м.Харків, Академії внутрішніх військ МВС України, 2012); науково-практичній конференції «Актуа-

льні питання розвитку, удосконалення та експлуатації озброєння та військової техніки в Національній гвардії України», (м.Харків, Національна академія Національної гвардії України, 2016); науково-практичної конференції «Применение информационных технологий в подготовке и деятельности сил охраны правопорядка» (м.Харків, Національна академія Національної гвардії України, 2017); XII-й Міжнародній IEEE конференції «The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics» (CADSM'2013) (Поляна-Свалява-Львів, Національний університет «Львівська політехніка», 2013); XXIII Міжнародній IEEE конференції «НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології» (КрыМиКо'2013) (м.Севастополь, Севастопольський національний технічний університет, 2013); 1,2,3-й Міжнародній науково-практичній IEEE конференції «Проблеми інфокомунікацій. Наука і технології (PIC S&T-2013-2016)» (м. Харків, ХНУРЕ, 2013–2016); 3-й Міжнародній науковій IEEE конференції «Інформація, комунікації, суспільство», (м.Славське, Національний університет «Львівська політехніка», 2014 р.); 1-й, 2-й Міжнародній науково-технічній конференції «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2015, ЭМС-2016)» (м.Харків, ХНУРЕ, 2015-2016); 69-й науково-технічній конференції професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів (м.Одеса, Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова, 2014); X International IEEE Conference on «Antenna Theory and Techniques Proceedings» (ICATT'15) (Kharkiv, Ukraine, NURE, 2015); V-й Міжнародній науково-практичній конференції «Фізико-технологічні проблеми передавання, оброблення та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах» (м. Чернівці, Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича, 2016); Третій Всеукраїнській науково-технічній конференції «Інформатика, управление и искусственный интеллект» (ИУИИ-2016) (м.Харків, НТУ "ХПИ", 2016); 11-й міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми телекомунікацій» (м. Київ, НДІ телекомунікацій інститут телекомунікаційних систем НТУ КПП ім. Ігоря Сікорського 2017); Первой Международной научно-технической конференции «Компьютерные и информационные системы и технологии» (м.Харків, ХНУРЕ, 2017).

**Публікації.** За матеріалами дисертації опубліковано 49 наукових праць, у тому числі 27 статей, серед яких 15 статей у наукових фахових виданнях України [1-5,15,18-20,22-27] та 12 статей у зарубіжних виданнях [6-14,16,17,21], що викладені у різноманітних науково-метричних базах: e-library, Copernicus, Scholar та ін., 1-стаття викладена у базі Scopus. Матеріали дисертації опубліковані у 22-х тезах доповідей на наукових, науково-практичних конференціях і форумах галузевого, державного і міжнародного рівнів [28-49], з яких 7 проходили під егідою IEEE і викладені у базі IEEE Xplore і 5 у базі Scopus.

**Структура і обсяг роботи.** Дисертація складається зі вступу, восьми розділів, висновків, списку використаних джерел, додатків. Повний обсяг дисертації складає 455 сторінок, з них 350 сторінок основного тексту, 12 сторінок з рисунками і таблицями, 44 сторінки додатків. Список використаних джерел містить 280 найменувань на 28 сторінках.

# РОЗДІЛ 1

## АНАЛІЗ СТАНУ РОЗВИТКУ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

### 1.1 Напрямки загальносистемного розвитку систем мобільного зв'язку

Входження України в європейський та світовий інформаційний простір ставить ряд проблем щодо інтеграції Єдиної Національної мережі зв'язку України в сучасні глобальні інфокомунікаційні системи (ІКС) [1,2]. Розвиток сучасних ІКС та впровадження цифрових методів передачі сигналів зумовили розробку концепції конвергованих мереж наступного покоління (NGN – Next Generation Network), включаючи системи мобільного зв'язку і безпроводового доступу [3]. Побудова NGN має здійснюватися з урахуванням рекомендацій Міжнародного Союзу Електрозв'язку (МСЕ), а також стандартів, норм та рекомендацій, представлених у технічних звітах Європейського інституту телекомунікаційних стандартів (ETSI – European Telecommunications Standards Institute) [4].

Розроблені та впроваджені на кінець 20 століття в практику мережі мобільного зв'язку (стільникового зв'язку) швидко набули популярності й до теперішнього часу на земній кулі налічується понад 5 мільярдів абонентів, а до 2019 року очікується подвоєння їх числа [5]. Цьому сприяють досягнення в мікроелектроніці, що дозволяють випускати все більш складні й до того ж все більш дешеві засоби безпроводового зв'язку. Темпи розвитку мобільного зв'язку, який можна порівняти лише зі зростанням виробництва персональних комп'ютерів і розвитком інтернету, а також попит продовжують зростання.

Значне зростання об'ємів трафіку в мережах зв'язку свідчить про підвищення популярності високошвидкісних сервісів, пов'язаних із передачею мультимедійної інформації та відео. Зростанню трафіку в мобільних мережах сприяє популярність смартфонів типу iPhone і ультракомпактних персональних комп'ютерів, а також «мобілізація» популярних сервісів Gmail, YouTube, Google та ін.

У Європі для розвитку пан-європейської системи мобільної телефонії був розроблений проект GSM (спочатку – спеціальна мобільна група, пізніше – Всесвітня система мобільного зв'язку – Global System for Mobile Communications). Вона була запущена в експлуатацію в середині 1980-х років об'єднанням (адміністрацією) телезв'язку на Європейській конференції поштової та телекомунікаційної адміністрації (CEPT).

Продовження розвитку система GSM знайшла в новому Європейському інституті телекомунікаційних стандартів (ETSI). Стандарт GSM був заснований на множинному частотному доступі з часовим поділом каналів TDMA (Time Division Multiple Access). Американські стандарти – US-TDMA, японський – персональна система цифрового стільникового зв'язку (PDC – Personal Digital Cellular), які були введені в один і той же час. Трохи пізніше був розроблений стандарт множинного доступу з кодовим розділенням CDMA (Code Division Multiple Access), який назвали IS-95, і завершили в США в 1993 р., а пізніше позначений ними також як 2G.

Всі ці стандарти були «вузькосмуговими» в тому сенсі, що вони націлені на послуги з відносно малою шириною смуги, що дозволяє виділити мову.

Можливість передачі даних у стільникових системах 2G стали реальністю в другій половині 1990-х років, коли була введена в GSM – радіослужби пакетної передачі даних (GPRS – General Packet Radio Service). І пакетні дані доповнили інші стільникові системи, такі, наприклад, як Японський стандарт PDC. Ці технології часто згадують як 2.5G. Разом з тим, пан-європейський проект GSM швидко привернув всесвітню увагу, особливо, коли даний стандарт був розгорнутий у деяких країнах за межами Європи. Всесвітній стандарт GSM став каталізатором зростання масштабів виробництва, оскільки при цьому ринок продукції розширюється.

Перші кроки до створення 3G були зроблені на початку 1990-х р. задовго до створення партнерського Проекту 3GPP (Third Generation Partnership Project). З приходом 3G і радіоінтерфейсу з більш широкою смугою пропускання універсального наземного радіодоступу (UTRA – Universal Terrestrial Radio Access)

з'явилися можливості для розширення переліку нових послуг, які суттєво не позначилися при 2G і 2.5G.

Рівень розвитку 3G передбачав подальшу інтернаціоналізацію стільникових стандартів. Це призвело до більш тісного міжнародного співробітництва навколо створення ще більш нових стільникових технологій.

Робота в напрямках подальшого розвитку мобільного зв'язку третього покоління 3G почалася в ІТУ (Міжнародному Союзі телекомунікацій) в 1980-х роках спочатку з позначкою "Проектована наземна система рухомого телекомунікаційного зв'язку" або "Системи майбутнього громадського наземного телекомунікаційного зв'язку" (FPLMTS – Future Public Land Mobile Telecommunications System), пізніше змінило назву на ІМТ-2000 (International Mobile Telecommunications for the year 2000). Всесвітня Адміністративна Конференція із радіозв'язку WARC-92 (World Administrative Radio Conference) визначила всесвітній стандарт сигналів у системах мобільного зв'язку – спектр 230 МГц. З цих 230 МГц, 2x60 МГц визначалися як парний спектр для дуплексного зв'язку з частотним поділом каналів (FDD – Frequency Division Duplex) і 35 МГц як непарний спектр для дуплексного зв'язку з часовим поділом каналів (TDD – Time Division Duplex), обидва стандарти встановлювалися для наземного застосування. Одночасно з цим для супутникових систем був також виділений певний спектр [7].

У ці роки особливої популярності набув метод широкосмугового множинного доступу з кодовим розділенням (CDMA), який пізніше був впроваджений у Європейському інституті стандартизації електрозв'язку телекомунікаційних стандартів (ETSI) в 1996. Подальшого розвитку даний стандарт набув в концепції WCDMA (широкосмугова CDMA), розроблений Європейським науково-дослідним проектом (Проектовані системи широкосмугового множинного доступу радіозв'язку – FRAMES).

Пропозиції щодо широкосмугового доступу CDMA з Європи і Японії були об'єднані й включені як частина концепції в Європейській роботі про послуги універсального мобільного телекомунікаційного зв'язку (UMTS – Universal Mo-

mobile Telecommunications System), що перемогла на початку 1988 р. При цьому була встановлена остаточна європейська назва 3G. Стандартизація WCDMA продовжувала вдосконалюватися паралельно в декількох групах за стандартами до кінця 1998 року, коли багатьма організаціями, причетними до цієї розробки з регіонів усього світу, був створений "партнерський проект третього покоління (3GPP)". В Україні послуги мобільного зв'язку стандарту 3G UMTS/WCDMA надає оператор «ТриМоб».

Діяльність Міжнародного Союзу з телекомунікацій (ITU) забезпечувала робоча група WP5D, яка несе відповідальність за системи ІМТ, що є загальною назвою для 3G (ІМТ-2000) і 4G (ІМТ- Advanced – покращений, просунутий) стандартів. 3-й етап ІМТ/UMTS (International Mobile Telecommunications/Universal Mobile Telecommunications System) забезпечив розширення числа призначених для користувача послуг і підняв пікову швидкість передачі даних до 2,048 Мбіт/с. Програма ІМТ-2000 розроблялася під егідою ІТУ і отримала свій подальший вдосконалений розвиток як ІМТ-Advanced, яка визначає етап 4G і перехід до початку 5G (рис.1.1).

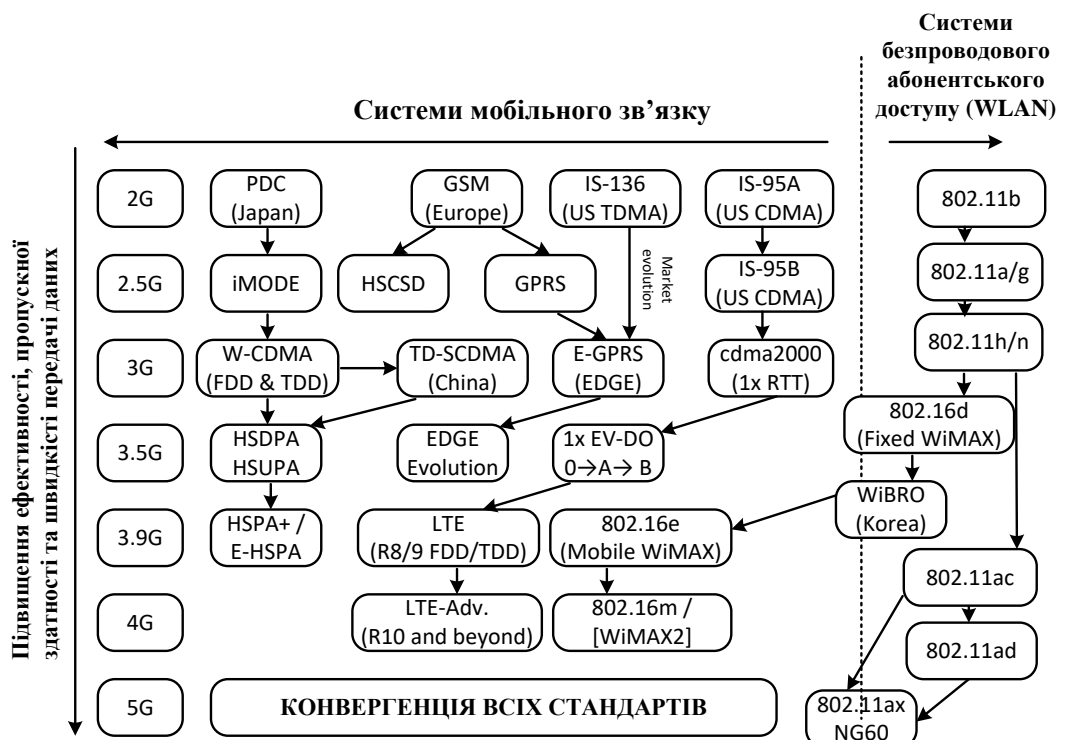


Рис.1.1. Еволюція розвитку систем безпроводового зв'язку

Під час останніх доробок рекомендації ITU-R M.1457, яка визначає специфікації радіоінтерфейсу була прийнята версія LTE (Long Time Evolution), (або E-UTRA (виділений – UTRA) і включена в сімейство версій через членів сімейства 3GPP для UTRA FDD і TDD [7,8].

Етап довготривалої еволюції IMT під егідою технології LTE ознаменував початок глобальної еволюції UMTS в технологічну стадію тривалого розвитку LTE. Системи LTE принципово відмінні від існуючих модифікацій UMTS і складають базову основу для розвитку технологій покоління 4G. У частині радіоінтерфейсу до головних відмінностей слід зарахувати:

- нові методи множинного доступу в радіомережі: в низхідному напрямку – OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) – ортогональне багаточастотне мультиплексування, у висхідному напрямку – SC-FDMA (Single Carrier FDMA) – частотне розділення каналів з однією несучою частотою;

- вдосконалену технологію просторово-часового кодування радіоканалів MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Метод радіодоступу OFDMA поєднує ортогональне багаточастотне мультиплексування (OFDM) і часове мультиплексування каналів (TDMA). OFDM-сигнал слабо критичний до амплітудних обмежень, до ефекту багатопроменевості й часових затримок у радіоканалі. Метод радіодоступу SC-FDMA реалізується за допомогою модуляції з однією несучою і обраний для зменшення пікової потужності випромінювання передавача абонентського терміналу, яка є критичною з точки зору економічності акумуляторних батарей у терміналі.

З кожним випуском специфікацій 3GPP відбувається розширення функціональних можливостей систем цих стандартів. В табл.1.1 показано поетапний розвиток стандартів UMTS/HSPA в частині нарощування пропускної здатності радіоінтерфейсів до рівня LTE, включаючи і агрегування несучих частот DC/DB (Dual Carrier/Dual Band). Крім того, важливо підкреслити, по-перше, головна особливість DC полягає в динамічному перерозподілі трафіку між несучими частотами, аж до автоматичного вимкнення вторинної несучої частоти в



цілях економії енергоспоживання в абонентському терміналі. По-друге, DC/DB це не звичайний (традиційний), а принципово новий спосіб передачі даних.

Наступна стадія розвитку 4G IMT-Advanced була розпочата в ITU-R, як наступне покоління мобільної технології після 3G [8].

У 2010 році ITU-R визначив, що технології LTE (версія 10 «LTE-Advanced») і WiMAX (IEEE 802.16m) включені в загальну версію IMT-Advanced. Обидві вони можуть розглядатися в якості «сімейства» технологій IMT-Advanced, як показано на рис.1.2.

Таблиця 1.1

## Поетапний розвиток стандартів LTE

Випуск стандартів 3GPP	Введення нових опцій			Конфігурація передач (DL)	Пікова швидкість передачі даних, Мбит/с
	Модуляція	Агрегування несучих частот	MIMO (DL)		
Rel'7	64QAM (DL) 16QAM (UL)	–	MIMO+16QAM	64QAM	21
					28
Rel'8	–	DL: 5МГц+5МГц (DC)* (суміжні несучі частоти)	MIMO+64QAM +DC (MIMO тільки на двох несучих частотах одночасно)	64QAM+2x2 MIMO	42
Rel'9	–	DL: 5МГц+5МГц (DC/DB**) (різні смуги частот) UL: 5МГц+5МГц (DC) (суміжні несучі частоти)	MIMO+64QAM +DC (MIMO на одній частоті окремо)	64QAM+2x2 MIMO+DC	84

Таблиця 1.1 (Продовження)

## Поетапний розвиток стандартів LTE

Випуск стандартів 3GPP	Введення нових опцій			Конфігурація передач (DL)	Пікова швидкість передачі даних, Мбит/с
	Модуляція	Агрегування несучих частот	MIMO (DL)		
Rel'10	–	DL: 4x5 МГц (MC***/DB) (4 несучих частоти)	–		
Rel'11	64QAM (UL)	DL: 8x5 МГц (MC/DB) (8 несучих частоти)	–	64QAM+ 2x2 MIMO+8DC	336
Rel'12	3DLCA				

\* DC (Dual Carrier) – подвійна несуча частота

\*\* DB (Dual Band) – подвійна смуга частот (різні смуги)

\*\*\* MC (Multi Carrier) – кілька несучих частот (більше двох)

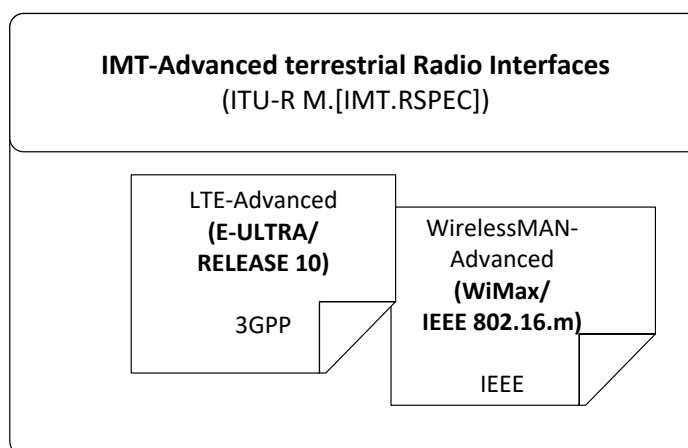


Рис.1.2. Технології радіоінтерфейсу IMT-Advanced [7]

Основна рекомендація IMT-Advanced, яка визначає специфікації радіоінтерфейсу IMT-Advanced, називається IMT.RSPEC і була закінчена протягом 2011

року. Зіставлення вимог до деяких кількісних параметрів систем LTE-Advanced і IMT-Advanced показано в табл.1.2.

Таблиця 1.2

## Порівняльна характеристика систем LTE-Advanced и IMT-Advanced

Параметри	IMT-Advanced	LTE-Advanced
Максимальна швидкість передачі даних (DL)		1 Гбіт/с
Максимальна швидкість передачі даних (UL)		500 Мбіт/с
Необхідна ширина спектра (каналу)	до 40 МГц	до 100 МГц
Часова затримка в мережі	10 мс	10 мс
Максимальна спектральна ефективність (DL)	15 біт/с/Гц	30 біт/с/Гц
Максимальна спектральна ефективність (UL)	6,75 біт/с/Гц	15 біт/с/Гц
Середня спектральна ефективність (DL)	2,2 біт/с/Гц	2,6 біт/с/Гц
Середня спектральна ефективність (UL)	1,4 біт/с/Гц	2 біт/с/Гц

Одночасно в рамках специфікацій 3GPP присутні й додаткові рішення щодо вдосконалення системи LTE-Advanced. З 2015 року йде розвиток 12, 13 і більш далеких релізів.

Основні технічні рішення в стандарті LTE-Advanced були спрямовані на підвищення ефективності MIMO і продуктивності системи в цілому на краю зони обслуговування, збільшуючи її розміри, де в LTE є певні проблеми. Серед цих рішень у першу чергу можна назвати [7]:

- розширену смугу каналу (до 100 МГц), яка формується за рахунок об'єднання масштабованих каналів LTE (агрегування спектра);

- скоординовану багатоточкову передачу COMP (Coordinated Multi-Point Transmission / Reception), яка відноситься до методів зменшення завадового втручання суміжних осередків в мережі LTE;

- передачу з ретрансляцією (Relaying) для збільшення зони обслуговування і поліпшення покриття в мережі;

– вдосконалені схеми і алгоритми MIMO, орієнтовані на ефективність і максимальну простоту абонентських пристроїв (розширена конфігурація передавальних антен до восьми на базовій станції, двох в абонентському терміналі, особливий додатковий алгоритм циклічного рознесення часової затримки сигналу в просторових каналах CDD (Cyclic Delay Diversity)).

## **1.2 Використання протоколу високошвидкісного пакетного доступу мобільного зв'язку HSPA**

Системи UMTS/HSPA (HSPA – High Speed Packet Access) і LTE мають приблизно однакову продуктивність при ширині каналу в LTE, що не перевищує 10 МГц. По-друге, в ряді зарубіжних публікацій показано, що для кожного значення про-пускної здатності LTE існує оптимальна ширина каналу, при якій зона радіо-покриття є найбільшою. Крім того, стандартом встановлено, що в деяких іден-тифікованих смугах радіочастот плануватися можуть не всі масштабовані канали LTE.

Зіставлення ефективності двох систем MC/DB-HSPA+ і LTE з декількома конфігураціями агрегування несучих частот в Downlink на різній стадії розвитку стандартів 3GPP показують, що при використанні наявного у оператора радіочастотного ресурсу (діапазони частот 900 і 2100 МГц) в агрегованій формі вже сьогодні можна отримати в мережах UMTS/HSPA + пікову швидкість передачі даних 168 Мбіт/с, яка порівнювана зі швидкістю в каналах LTE-1800 шириною 15 МГц (133 Мбіт/с). Тут же можна бачити і співвідношення швидкостей при більш широкій агрегації спектра, в тому числі і в мережах LTE-Advanced.

Нові ключові рішення були вже закладені в черговий Rel.12 [9]: удосконалення малих стільників (Small Cell), нові смуги радіочастот, 3D-MIMO Beamforming, інтерфейси обміну між машинами (M2M – Machine-to-Machine) і пристроями (D2D – Device-to-device), інтеграція LTE-Wi-Fi на рівні радіомережі. Нарешті, з Rel. 12 почалася змінюватися концепція надання користувальницьких

послуг: розпочато перехід від базоцентричної структури обслуговування, де центром є базова станція, до абонентоцентричної структури, коли поблизу абонентського терміналу організують набір базових станцій і точок доступу, що забезпечують обслуговування абонента відповідно до його вимог при оптимальному використанні каналного ресурсу. Так само зростає кількість дозволених комбінацій агрегації смуг, в тому числі з одночасним прийомом сигналів з частотним і часовим дуплексом, а ширина сумарної смуги може досягати 60 МГц [8].

Створення систем наступного покоління IMT-Advanced (4G) є еволюційним кроком у подальшому розвитку LTE. Вважається, що в радіоінтерфейсі LTE закладені основні базові рішення, на яких будуються системи 5G. В даний час інтерес операторів до систем покоління 5G перейшов з теоретичної площини в практичну.

### **1.3 Перспективи розвитку систем мобільного зв'язку п'ятого покоління**

#### **1.3.1 Проекти розвитку систем мобільного зв'язку 5G**

Розвиток мобільних мереж порівняно з іншими задачами продовжує здійснюватися випереджальними темпами. Причиною цього є зростання потреб послуг мобільного зв'язку, а також всі зростаючі вимоги до якості надання послуг. Тобто дане зростання здійснюється як кількісно, так і якісно.

Загальна позиція щодо даної проблеми в технологічному аспекті викладена компанією Ericsson в документі [9], де зазначено, що на даний момент існує ряд програм, що вимагають надмалих часових затримок у мережі для вирішення завдань дистанційних вимірювань, забезпечення безпеки дорожнього руху, управління виробничими процесами та ін.

Так само висунуті вимоги щодо забезпечення високого рівня надійності мережі, властивостями управління критичною інфраструктурою, наприклад, мережам передачі електроенергії, промислового контролю, забезпеченню

соціально важливих функцій: телемедицина, транспорт, управління «розумним» будинком і містом, а також відповідних форматів швидкої передачі даних – великих обсягів, що при від-даленому відеоспостереженні, а малих – в завданнях моніторингу пересування вантажів та ін.

У 2013р. ряд провідних світових операторів мобільного зв'язку і виробників телекомунікаційного обладнання (Ericsson, Samsung, Huawei, Vodafone та ін.) на всесвітніх форумах (MWC-13, LTE World Summit) анонсували початок дослідницьких робіт зі створення технології 5G [10, 11].

У світі розвитком 5G найбільш активно займаються:

- Європейський Союз – припускає до 2020 р. витратити на розвиток 5G € 50 млрд, досягти угоди з Китаєм, Японією і Південною Кореєю про кооперацію в розробці 5G;

- Китай – вкладе в 5G 315 млрд. €, Huawei вкладе в 5G 600 млн доларів.

- Японія (NTT DoCoMo) – планує надавати послуги 5G на літній Олімпіаді 2020 року.

- Великобританія 5G планує запускити до 2022 року.

- в Швеції і Естонії TeliaSonera і Ericsson запуснуть 5G в 2018 р.

- Росія у вересні 2015 р. запропонувала стандартизувати для 5G діапазони частот 4440-4500, 4800-5000 і 5925-6425 МГц; "Мегафон" і Huawei планують запускити мережу 5G в тестовому режимі напередодні ЧС-2018 з футболу; МТС і Ericsson планують створити в Росії тестову зону 5G в діапазоні 15 ГГц.

- країни БРІКС – в жовтні 2015 р. в Москві домовились про співпрацю в області 5G, інтернету речей і хмарних технологій, а також про прокладання підводних кабелів по дну Атлантичного, Індійського і Тихого океанів для створення власної глобальної мережі;

- в США – ситуація з розвитком 5G викликає у регулятора занепокоєння в плані наміченого відставання в розвитку 5G, а також можливої втрати глобального контролю над інтернетом. Основний двигун 5G в США - Verizon.

Європейське співтовариство на основі розпочатих досліджень створення технологій 5G прагне в майбутньому стати панівним технологічним лідером, що відкриє можливості створення в індустрії інформаційно-комунікаційних технологій нових робочих місць.

У Європі в даний час на пропонованій концепції створення 5G спеціалізуються два центри на основі проектів Єврокомісії в рамках програм FP7 METIS (координатор - компанія Ericsson) [12] і 5GIC при Університеті Суррея (The University of Surrey, Велика Британія) [13]. Координований американською компанією Intel проект ISRA, судячи з обсягу складу учасників і фінансування, є скоріше іміджевим, що позначає американська присутність в проекті 5G. Як видно з даних табл.1.3 за обсягами фінансування проекти METIS і 5GIC схожі і їх можна вважати конкурентними.

Таблиця 1.3

## Проекти розвитку 5G [13]

Проекти	METIS	5GIC	ISRA
Інвестори проектів	Єврокомісія	Samsung, Huawei, Telefonica Europe, Fujitsu Laboratories of Europe, Rohde & Schwarz, AIRCOM International, UKRPIF	Intel
Координатор	Ericsson	CCSR	IntelLabs
Учасники проекту	29 партнерів (8 робочих груп)	Співробітники університету і CCSR	Verizon, науково-дослідні інститути США, Іспанії, Австралії, Індії
Штат співробітників і терміни робіт	80 чол.	150 чол. CCSR, включаючи 100 д.т.н.	> 100 чол.
Передбачуваний обсяг інвестицій	50 млн. євро	35 млн. фунтів	3 млн. дол.

Проект METIS повинен закласти фундаментальну основу для створення стандарту п'ятого покоління і забезпечити гарантії глобального об'єднання для досягнення світового технологічного консенсусу [13].

Проект METIS спрямований на формування основ мобільних і безпроводових систем зв'язку майбутніх поколінь, з урахуванням еволюції існуючих на сьогодні мобільних стандартів, і розробку нових перспективних технологій безпроводового зв'язку.

З метою забезпечення в системі 5G необхідної ефективності, універсальності і масштабованості, а так само демонстрації її ключових функціональних характеристик і технологічних компонентів системи, передбачається сформулювати концепцію системи 5G.

Консорціум партнерів, які реалізують проект, складається з п'яти провідних світових вендорів: Alcatel-Lucent, Ericsson, Huawei, Nokia, NSN, а також п'яти найбільших операторів мобільного зв'язку: Deutsche Telekom, NTT DoCoMo, Orange, Telecom Italia, Telefonica і ряду академічних інститутів. Фінансування здійснюється в рамках 7-ї рамкової програми Євросоюзу з прикладних досліджень (FP7-7th Framework Programme).

В табл.1.4 показаний план проекту 5G, який структуровано за восьми робочих груп. Шість є технічними (WP1-WP6), (WP7) орієнтована на поширення результатів проекту, (WP8) здійснює управління проектом.

При створенні концепції 5G виділені шість найбільш головних проблем, що відповідають основним вимогам ринку послуг мобільного зв'язку (рис.1.3), які вирішуються на основі матричного підходу з управління проектом у шести вертикальних технічних групах проекту.

Зусилля проекту 5GIC, який стартував в жовтні 2012 р. підтримали компанії-виробники: AIRCOM International, Huawei, Samsung, Telefonica Europe, Fujitsu Laboratories of Europe, Rohde & Schwarz.

Глобальними цілями проекту 5GIC є створення нової технології мобільного і безпроводового зв'язку, методів перевикористання частот і їх розвитку, що забезпечує значне збільшення пропускної здатності в умовах дефіциту спектру.



## Робочі групи проекту METIS [14]

Номер робочої групи	Назва робочої групи	Головування	Область відповідальності РГ
WP1	Сценарії, вимоги і ключові показники ефективності (КПЕ)	DoCoMo	Досліджує сценарії, вимоги і ключові показники функціонування на системному рівні, технології, що впливають із потреб користувачів
WP2	Концепція радіоліній	Huawei	Розвиває і досліджує концепції радіоліній, пов'язані із задоволенням потреб у майбутніх послугах мобільного зв'язку
WP3	Передача сигналів через мульти-вузлові мережі й багатоелементні антени	Alcatel-Lucent	Досліджує і розвиває питання мульти-вузлової і мульти-антенної передачі даних
WP4	Багаторівневі й мульти-технологічні мережі	NSN	Досліджує і розвиває мережеві аспекти, пов'язані з ефективністю, роботою і оптимізацією майбутньої системи, а також мульти-антенною передачею даних
WP5	Використання спектру	Nokia	Досліджує питання достатності спектру на основі концепції спільного використання (шеринга)
WP6	Системний дизайн і характеристики	Ericsson	Інтегрує технологічні компоненти, що розробляються в WP1-WP5, в загальну концепцію системи
WP7	Поширення результатів	Ericsson	Координує поширення результатів проекту і вклади в органи стандартизації і регулювання
WP8	Управління	Ericsson	Взаємодіє з WP1-WP7 з метою виконання технічних і стратегічних завдань проекту

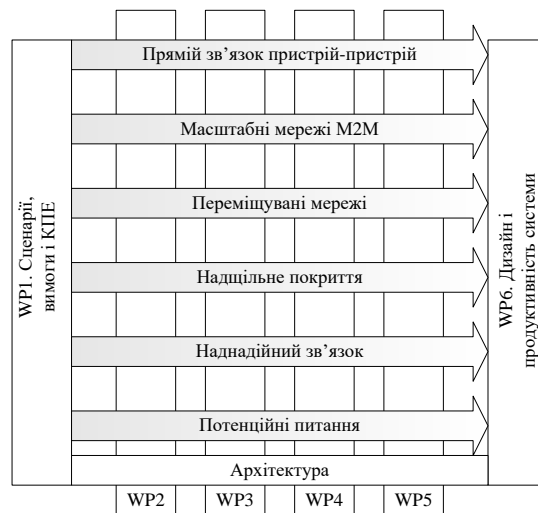


Рис.1.3. Розподіл робочих груп з вирішення програмних проблем

У проєкті 5GIC передбачається розвиток концепції 5G за трьома ключовими напрямками:

- підвищення швидкості передачі даних до 10 Гбіт/с на стільнику, що в перерахунку на мобільного абонента йому стане доступна в середньому швидкість передачі даних близько 200 Мбіт/с;
- використання діапазону надвисоких частот (НВЧ), що обумовлено дефіцитом спектру в діапазоні ультрависоких частот (УВЧ) і необхідністю в збільшенні пропускнуої здатності;
- зниження операційних витрат з утримання величезної кількості малих стільників, що дозволяє отримати значне підвищення в цілому всієї енергоефективності мережі.

Альянс стратегічних досліджень (Intel Strategic Research Alliance, ISRA) був оголошений у липні 2013 р. компанією Intel Labs, який з метою розробки концепції 5G об'єднав зусилля наукових лабораторій і мобільних операторів.

Це дозволить значно поліпшити якість обслуговування мобільних користувачів в умовах швидко зростаючого обсягу переданих даних, а також кількості безпроводових пристроїв, і розширити спектр наданих послуг.

Проєкт ISRA має на меті створення технології 5G, що забезпечує:

- багаторазове підвищення пропускної здатності мережі для обслуговування зростаючого обсягу переданих мультимедійних даних з можливістю додаткових підключень величезної кількості нових безпроводових пристроїв;
- незалежно від місця розташування користувача і внутрішньосистемних завад, що створюються іншими користувачами, досягнення найбільш високої якості обслуговування у всій мережі;
- забезпечення максимальної ефективності передачі інформації в мережі шляхом адаптації якості послуг до використовуваних призначених для користувача аплікацій.

Альянс ISRA сконцентрував значну кількість науково-дослідних центрів із різних країн. З боку бізнес-спільноти головним партнером альянсу став американський мобільний оператор Verizon.

### **1.3.2 Вимоги до технологічного вигляду 5G**

У мережах 5G розглядається напрямок створення ультращільних безпроводових мереж (UDN – Ultra Dense Networks) з гетерогенною структурою пікостільників (<50м) з використанням нових видів сигнально-кодових конструкцій радіосигналів, що на порядок підвищують спектральну ефективність мереж LTE-A із забезпеченням швидкості передачі даних більш 10 Гбіт/с.

Для того, щоб забезпечити таке високе підвищення швидкості передачі даних, буде потрібно як на лінії вниз (DL), так і в лінії вгору (UL) використовувати широкі смуги каналів із безперервним спектром шириною від 0,5 до 1 ГГц, що в 30-50 разів перевищує ширину каналів, що реалізуються в мережах LTE.

З огляду на проблематику обмеженості виділення частотних діапазонів як в Україні, так і в усьому світі виділення для каналів 5G таких частотних смуг можливе тільки на верхній межі сантиметрового і в міліметровому діапазонах частот, однак це суттєво зменшить радіуси стільників до 50-100 м.

Очевидно, що передбачувана інфраструктура 5G-мереж буде будуватися на основі хмарних технологій аналогічно тому, як це робиться в мережах радіодоступу (Cloud RAN) з програмно-визначуваною мережею (Software Defended Radio, SDR), так і в базовій мережі (Cloud CN) з програмно-визначуваною інфраструктурою (Software Defended Network, SDN).

Контроль і управління QoS, системні політики обслуговування, адаптація і пріоритизація трафіку в інфраструктурі 5G буде ґрунтуватися на повній віртуалізації функцій мереж (Network Function Virtualization, NFV).

Особливу важливість набувають аспекти впровадження 5G при створенні інтелектуальних транспортних мереж; у зв'язку з цим в мережах 5G з'являться нові рішення з побудови інфраструктури мережі, до них відносяться рухомі базові станції (Moving 5G Node) і рухомі транспортні мережі (Moving 5G Backhaul).

Такі інноваційні рішення дадуть можливість для обладнання міжнародних автомобільних магістралей і автобанів рухомими мережами зв'язку 5G, де швидкість пересування мобільних користувачів в автомобілях може становити понад 200 км/г.

Використання технологій M2M для сценарію V2V (Vehicle-to-Vehicle) забезпечить безпечний рух та мультимедійний обмін даними, а роль базових станцій при цьому в 5G виконуватимуть мобільні станції користувачів в автомобілях, об'єднані в mesh-мережі.

Потенційні технології і принципи еволюційного переходу від 4G до 5G можуть бути згруповані за чотирма напрямками [15-19], рис.1.4:

1) Нові радіоінтерфейси (New Air Interface):

– використання малих стільників (Small Cells) з новими формами коливань (New waveform) з високими порядками модуляції (Higher order modulation) в радіоінтерфейсі, який базується на нових видах дуплексу (New duplexing). Простий і гнучкий протокол каналного рівня (Light MAC), ефективні методи компенсації внутрішньосистемних завад (Interference cancelation/utilization), застосування багатовимірних антенних систем (Massive MIMO) та інші еволюційні технології MIMO: активні 3D-антени.

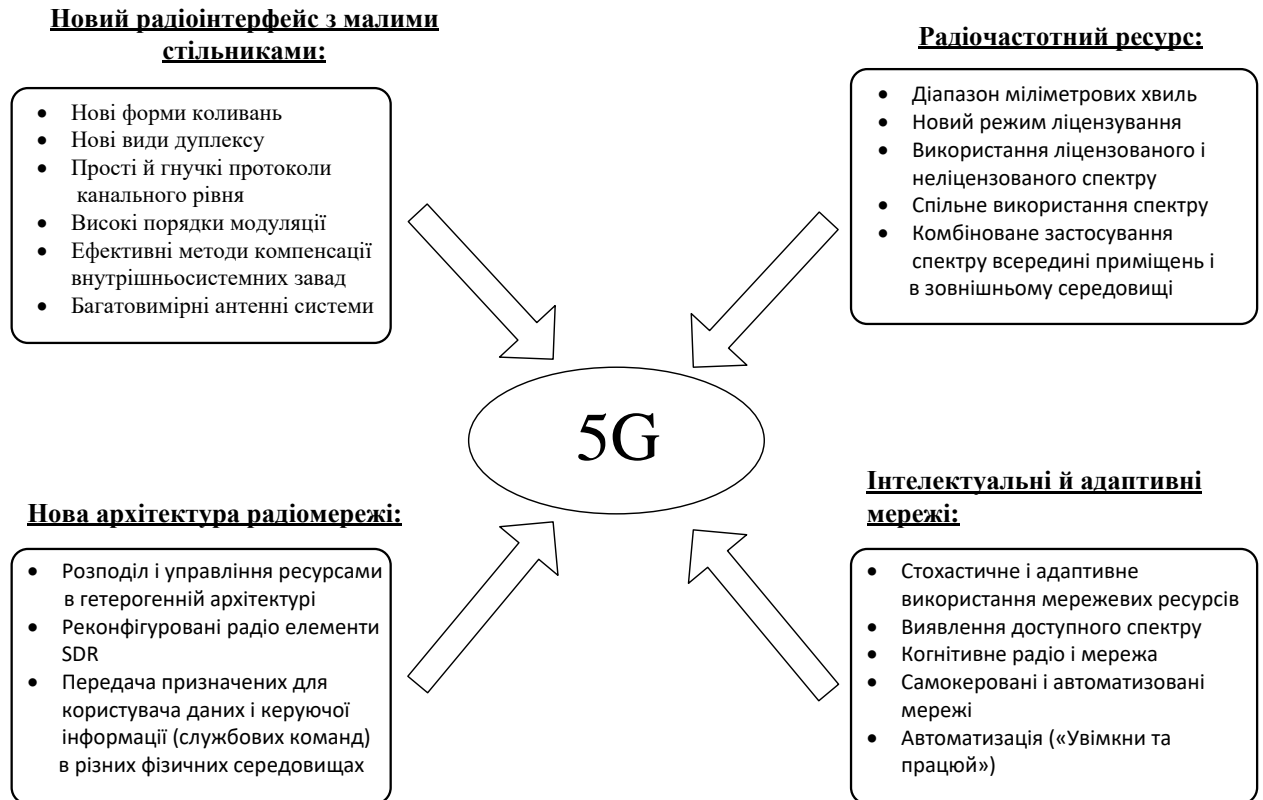


Рис.1.4. Загальні вимоги до 5G

## 2) Нова мережева архітектура (New NW Architecture):

– розподіл і управління ресурсами в новій гетерогенній архітектурі радіомережі HetNet (HetNet resource allocation & management); програмно реконфігуровані радіо- та мережеві елементи SDR і SDN (Software Defined Radio, Software Defined Networks), поділ передачі призначених для користувача даних і керуючої інформації в різних фізичних площинах (Physical separation between data&control planes).

## 3) Нові принципи і умови використання спектру (RadioFrequency):

– використання міліметрових хвиль (Millimeter wave) високих діапазонів радіочастотного ресурсу (Radio Frequency), новий режим ліцензування (New licensing regime), використання як ліцензованого, так і неліцензованого спектру (Licensed & unlicensed band operation), колективне використання спектру

(Spectrum sharing), комбіноване використання спектру всередині приміщень і поза приміщеннями (Indoor-Outdoor operation).

#### 4) Інтелектуальні й адаптивні мережі (Intelligent & Adaptive Networks):

– стохастичне й адаптивне використання ресурсів (Opportunistic & adaptive use of resources), виявлення доступних ділянок спектру (Spectrum sensing) в рамках використання когнітивного радіо (Cognitive radio and network), самоконфігураційні й автоматизовані мережі (Self-management and automated networks, Automation (plug&play)).

На рис.1.5 показані конкретні якісні показники для систем 5G в порівнянні з попередніми технологіями.

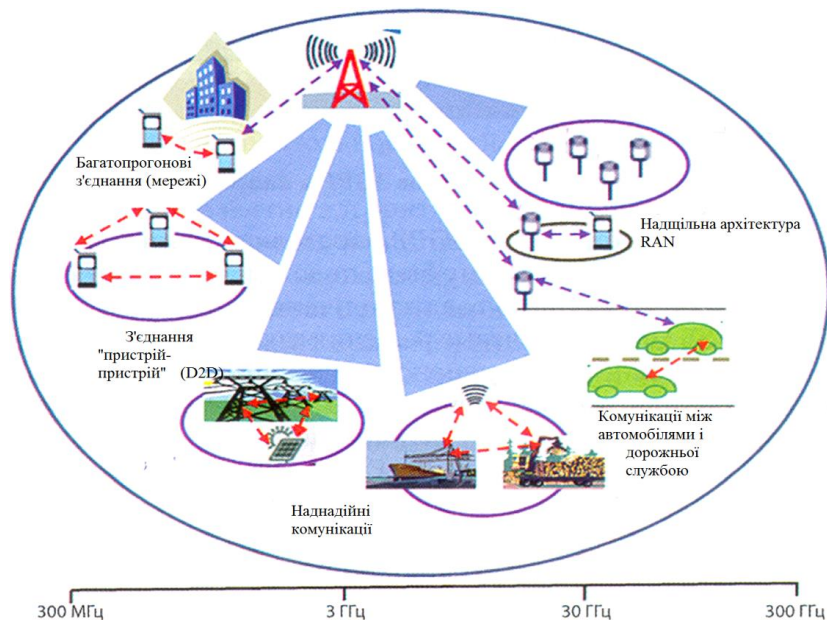


Рис.1.5. Вигляд мережі радіодоступу 5G

### 1.3.3 Стандартизація 5G

Стандартизація 5-го покоління СМЗ в 3GPP в прямій постановці відсутня, оскільки під 5G не береться до уваги якась конкретна функціонально закінчена технологія. В даний час йде розробка стандартів, спрямованих на подальший розвиток технологій ІМТ з урахуванням сучасних вимог, розглянутих раніше. На рис.1.6 схематично показано розвиток стандартів 3GPP в напрямку 5G.

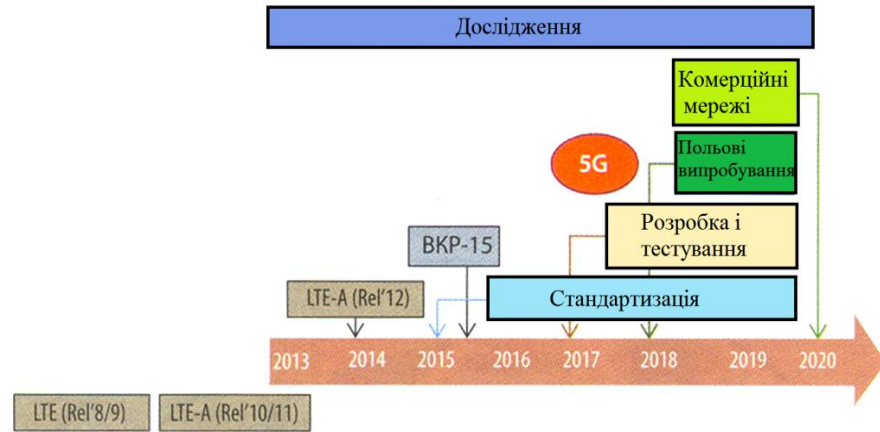


Рис.1.6. Розвиток стандартів 3GPP в напрямку 5G

Головні рішення, підходи і принципи 5G викладені учасниками дискусії на LTE World Summit-2013 документах [9,15,16,18-20]:

- максимальне обмеження кількості використовуваних технологій з метою мінімізації операційних витрат;
- інваріантність технологій по відношенню до попередніх технологій;
- процес розвитку рефармінгу частот технології LTE в частотних діапазонах нижче 6 ГГц і більш високих (6 –100 ГГц);
- абсолютно новий радіоінтерфейс, сумісний з існуючими інтерфейсами;
- інтеграція з існуючими технологіями (3GPP і non-3GPP), в тому числі 3GPP і Wi-Fi.

Важливим напрямком, є повна інтеграція малих стільників (Small Cell) в гетерогенних мережах HetNet, що дозволить значно збільшити пропускну здатність мережі. Разом з тим актуальною стає проблема зниження внутрішньосистемних завад між макро- і піко- і фемто- стільниками.

В аспекті використання більш високих діапазонів частот значна роль покладається на використання режимів MIMO, пов'язаних із формуванням спрямованих променів для передачі (Beamforming), що забезпечить збільшення енергетики сигналу на кордонах зони обслуговування базових станцій у цих діапазонах (рис.1.7).

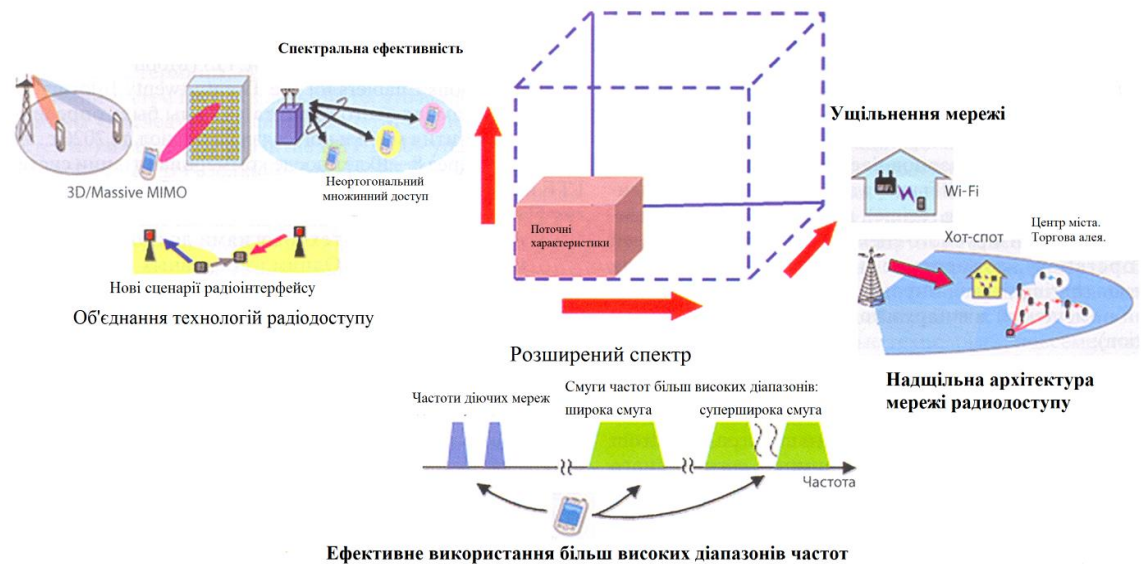


Рис.1.7. Вимоги до еволюції мережі радіодоступу

Нові інноваційні рішення передбачається реалізувати в технічну сторону концепції майбутньої мережі радіодоступу (Future Radio Access, FRA) [20], яка припускає суперпозицію декількох методів множинного доступу, де головна роль відводиться неортогональному методу NOMA (Non-orthogonal multiple access) в мережах RAN (Radio Access Network) і неортогональних сигналів (наприклад, FTN-, F-OFDM-сигналів та ін.) і забезпечить підвищення спектральної ефективності в мережах 5G [15,21].

У таблиці 1.5 показана порівняльна характеристика методу NOMA з іншими методами.

Як можна бачити з табл.1.5, концепція FRA передбачає комбіноване використання OFDMA і NOMA.

Це відбувається з ряду причин:

1. Оскільки до 2020 р. продуктивність сигнальних процесорів виросте в сотню разів, з'являється можливість простої обробки сигналів у частотній області, що притаманне OFDMA.

2. У перспективі розвиток алгоритмів ефективною компенсації внутрішньосистемних завад дасть можливість до використання неортогональних методів множинного доступу NOMA. При цьому внутрішньосистемні завади, що



виникають, можуть бути компенсовані при обліку відмінностей втрат на трасі поширення сигналу від АС за рахунок мультиплексування призначених для користувача каналів.

Використання двох методів радіодоступу дасть можливість значно підвищити пропускну здатність майбутньої радіомережі (FRA).

Таблиця 1.5

## Метод NOMA в порівнянні з CDMA і OFDMA

Характеристики	W-CDMA	LTE	FRA
Розподіл радіоресурсу	Неортогональний (CDMA)	Ортогональний (OFDMA)	Ортогональний (OFDMA) + неортогональний з компенсацією внутрішньосистемних завад (NOMA)
Адаптація в радіоканалі	Швидке регулювання потужності (Transmission Power Control, TPC)	Адаптивна модуляція і кодування (Adaptive Modulation & Coding, AMC)	Виділення багатокористувацької потужності (Multi-User Power Allocation, MUPA) і адаптивна модуляція і кодування (AMC)
Схема доступу	Неортогональність «пом'якшується» регулюванням потужності	Ортогональність призначених для користувача каналів	Суперпозиція і компенсація внутрішньосистемних завад

На рис.1.8. представлені характеристики вимог до спектральної ефективності в стільниках мереж 5G для висхідного і низхідного каналів у порівнянні з 4G, що показує зростання спектральної ефективності в 3-5 разів.

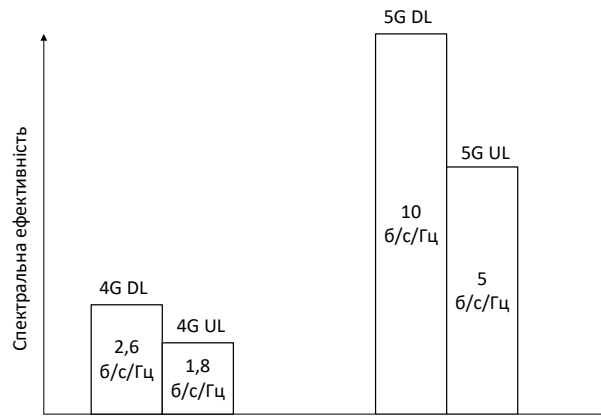


Рис.1.8. Спектральна ефективність в стільникових мережах 5G [22]

Для формалізації технічних вимог до мереж 5G, необхідно розробити параметри технологічного обліку таких мереж. Як вважають провідні світові розробники і вендори, мережі 5G повинні забезпечувати:

- збільшення зросту обсягу переданих даних більш, ніж в 1000 разів в кожному сегменті обслуговування, в основі чого лежить підвищення спектральної ефективності, ефективне використання нових частотних діапазонів і гетерогенних мереж (питома пропускна здатність на одиницю площі покриття ASE = 1,5 ... 60 Гбіт/с/км<sup>2</sup>);
- значне збільшення кількості приєднаних абонентських пристроїв від 10 до 100 разів, що становитиме абонентську ємність близько 300 тис. користувачів на вузол доступу (технологія LTE-A забезпечує роботу до 200 абонентів в стільнику);
- з'єднання великої кількості комунікаційних пристроїв машинного типу M2M, з низькою споживаною потужністю;
- необхідність забезпечення з'єднання між близько розташованими користувачами або об'єктами (D2D) минаючи мережеву архітектуру, наприклад, між транспортними засобами для забезпечення безпеки дорожнього руху;
- підвищення швидкостей передачі даних на стороні АС від 10 до 100 раз;

- низьке енергоспоживання пристроїв мережі, що використовуються, та ефективне використання споживаної електроенергії. Цей важливий аспект в перспективі матиме дуже велике значення, що кардинальним чином змінить вигляд мережі 5G в порівнянні з попередніми технологіями попередніх поколінь;
- зниження затримки в мережі за схемою «end-to-end» до 10 разів, тобто менше 1 мс, в той час як в LTE це значення становить 10 мс.

Дані питання вже неодноразово розглядалися в технологіях 4G, проте остаточне рішення знайдено не було, що зумовлене труднощами специфіки вимог до різних програм. Виникає необхідність пошуку і розробки альтернативних технологій, що забезпечують скрізь можливість з'єднання пристроїв з обмеженим споживанням енергії;

Як заявлено в проєкті 5GIC мережі 5G використовуватимуть частотні канали з шириною більш 100 МГц (табл.1.6).

Таблиця 1.6

## Від 3G к 5G: основні системні характеристики технологій

Технічні характеристики	3G	HSPA+	LTE	LTE -A	5G
Ширина смуги, МГц	5	5	20	100	100+
Спектральна ефективність стільника, біт/с/Гц/стільника	0,5	2	4	~8	10+
Пікова швидкість, Мбіт /с	2	Вниз: 42; вгору:11	Вниз: 326; вгору:86	Вниз: 1000; вгору:375	Вниз: 10 000+; вгору: 5000+
Затримка, мс	50	20	10	10	0,1–1
Питома пропускна здатність на одиницю площі покриття, Гбіт /с/км <sup>2</sup>					50

Для реалізації перерахованих вище технічних вимог, зокрема збільшення швидкостей передачі даних, буде потрібно істотне розширення використовуваного радіочастотного ресурсу, що надається операторам 5G і освоєння нових частотних діапазонів для ефективного розвитку даних мереж.

На рис.1.9 представлена програма робіт проекту METIS, яка синхронізована з планами досліджень Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) і Партнерського проекту 3GPP [23].



Рис.1.9. Координація проекту METIS з планами МСЕ і 3GPP

Як заявляють представники компанії Orange, еволюція технології LTE представлятиме закінчений проект 5G в діапазонах нижче 6 ГГц з урахуванням розширення в більш високі частотні діапазони (від 6 до 60 ГГц).

Компанія Samsung оцінює перспективи використання спектру для мереж 5G в Ka-діапазоні, який може стати основним для розвитку 5G [23]. Так, в ході тестування мережевих елементів на частоті 28 ГГц з використанням 64-елементної адаптивної антенної решітки було отримане значення швидкості передачі даних порядку 1,056 Гбіт/с на радіотрасі 2 км, з урахуванням того, що в міліметровому діапазоні діють істотні електромагнітні втрати.

Національний мобільний оператор Японії NTT DoCoMo спільно з Токійським технологічним інститутом досліджував можливості передачі даних зі

швидкістю 10 Гбіт/с в діапазоні 11 ГГц в смузі шириною 400 МГц в рамках робіт над 5G.

Ще одним важливим елементом будь-якої стільникової системи 5G будуть смарт-антени. Використовуючи їх, можна буде змінити напрямок променя, щоб забезпечити більш прямий зв'язок, обмежити завади і збільшити загальну ємність комірки.

Існує багато нових технологій і технологій, які будуть використовуватися в новій стільниковій або мобільній телекомунікаційній системі 5G. Разом з тим, ці нові технології 5G все ще розробляються, а загальні стандарти ще не визначені. Однак у міру розвитку необхідних технологій вони будуть включені в нову систему, яка буде визначена органами зі стандартизації в найближчі роки.

#### 1.4 Перспективи використання методів просторово-часового доступу в системах мобільного зв'язку

Методи просторово-часової обробки можна класифікувати за схемою що приведена на рис.1.10 [24].

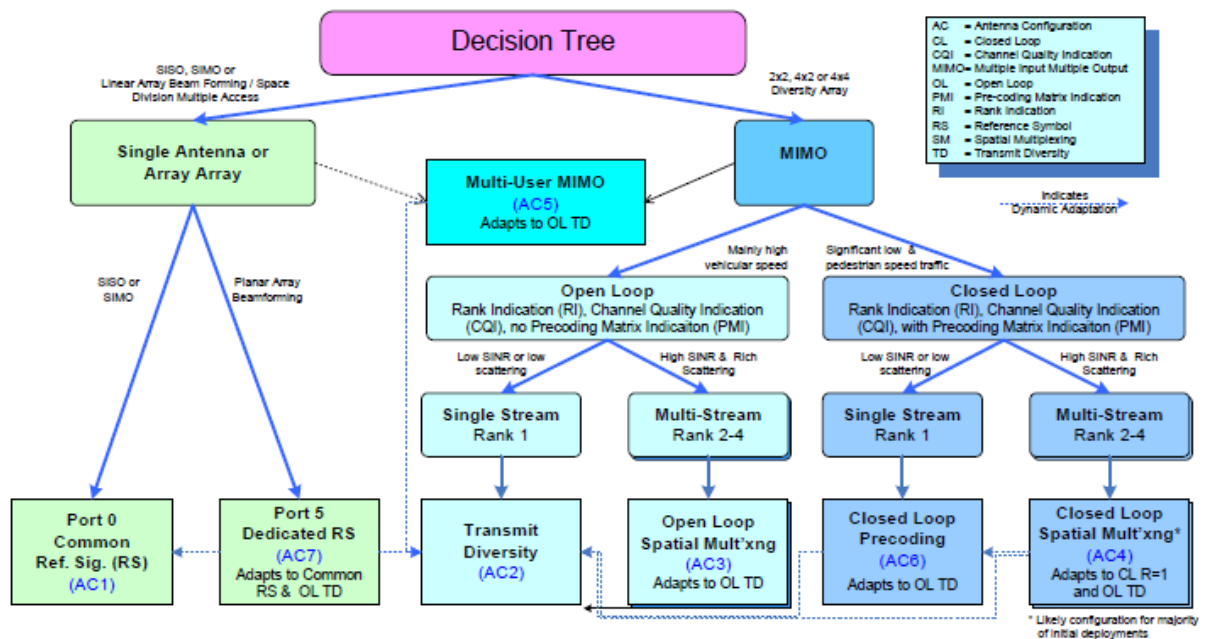


Рис.1.10. Класифікація методів просторово-часової обробки сигналів

До цього часу найменша увага серед усіх компонентів персональних систем зв'язку приділялася антенам. Однак вибір способу передачі й прийому електромагнітної енергії з навколишнього простору сильно впливає на ефективність використання частотного спектру, вартість розробки нових мереж зв'язку персонального доступу і якість наданої ними послуги. З перспективної точки зору комерційна реалізація технології смарт-антен обіцяє усунути вищевказані недоліки систем безпроводового зв'язку [24].

Концепція застосування адаптивних антенних решіток разом з сигнальними процесорами в СМЗ і безпроводових системах зв'язку відома вже багато років і в даний час активно використовується у військових системах. Однак в останні роки у зв'язку з значним технічним проривом в області мікроелектроніки і поліпшенням економічних показників, пов'язаних із здешевленням цифрових сигнальних процесорів DSP (Digital signal processor), напівпровідникових процесорів ASIC (Application-specific integrated circuit) і програмованих сигнальних процесорів, використання адаптивних антенних систем операторами ринку мобільних послуг стали застосовуватися все частіше.

Оскільки число мобільних користувачів у світі і в Україні стрімко збільшується, в той же час ускладнюється сигнально-завадова обстановка, погіршуються умови поширення радіохвиль у діапазонах використовуваних частот, тому застосування адаптивних антенних рішень є необхідним для збільшення обсягу фізичного радіо-ресурсу з метою забезпечення надання сучасних високошвидкісних послуг, додатків та збільшення продуктивності мережі в цілому.

Синтез антенної решітки і DSP-процесора для формування оптимальної діаграми спрямованості в просторі дозволяє системі міняти напрямок випромінювання, адаптуючись до умов передачі сигналу, що призводить до істотного поліпшення характеристик радіоканалу. Адаптивне формування діаграми спрямованості забезпечує збільшення дальності дії, зниження рівня інтерференції і збільшення пропускної здатності системи. Це призводить до значного

розширення зони об-слуговування в умовах побудови мережі за принципом комірчастої технології з повторенням частотних каналів.

Відомі дві основні категорії адаптивних антен (Smart -антенн) відповідно до їх функцій [24,25]:

- з комутацією променя – фіксованим набором променів певної форми або їх об'єднанням у різних комбінаціях за секторами;
- адаптивні антенні решітки з необмеженою кількістю форм діаграми спрямованості, які налаштовуються під час роботи в потрібному напрямку.

Обидва варіанти систем забезпечують збільшення (підсилення) сигналу в місці розташування мобільного користувача. Антени з комутацією променя є простими і недорогими, але є малоефективними в умовах впливу завад діючих в системах мобільного зв'язку (СМЗ).

Використання сучасних алгоритмів просторово-часової обробки сигналів, реалізовані в сигнальних процесорах, адаптивні системи створюють максимальне підсилення, вирішують завдання пошуку, супроводу користувача, забезпечують максимальну якість прийому і мінімізацію інтерференції сигналів. Звичайна антена з шириною променя 120 градусів для базової станції WiMax з двома елементами дає 15 дБ, а адаптивна антена з 8 елементами має максимальне підсилення 24 дБ [26].

Практична реалізація таких антен використовує принципи множинного доступу з просторовим розділенням користувачів SDMA (Space Division Multiple Access), що забезпечує високу призначену для користувача ємність в обмеженому частотному спектрі без будь-яких істотних технологічних змін. Як показано на рис.1.11, схема просторового доступу SDMA представляє один із найскладніших методів реалізації технології смарт-антен, яка характеризується розвиненими можливостями просторової обробки сигналу і забезпечує обслуговування безлічі кореспондентів за рахунок синтезу окремого променя для кожного з них.

У SDMA-системах реалізовано розпізнавання сигналів на базовій станції за просторовим розташуванням мобільних джерел випромінювання і, як правило, використовуються спільно зі схемами частотного (FDMA), часового (TDMA) або

кодового доступу (CDMA), що забезпечує додаткові можливості для аналізу просторових характеристик кореспондентів [27].

Схема SDMA забезпечує можливість здійснення ефективного багатостанційного абонентського доступу на основі просторового поділу каналів в одній комірці, що не впливає на одночасну передачу в іншій. Так, наприклад, система GSM/GPRS з підтримкою SDMA – передбачає обслуговування декількох користувачів в одному частотному діапазоні, що відповідає збільшеній пропускній здатності системи порівняно з традиційним стандартом мобільного зв'язку GSM/GPRS.

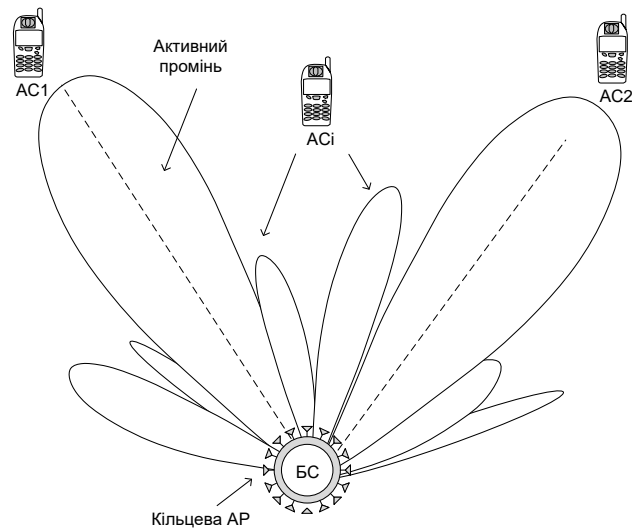


Рис.1.11. Концепція множинного доступу з просторовим розділенням каналів (SDMA) [28]

Схема доступу SDMA покращує значення співвідношення сигнал-шум при роботі спільно з системою множинного доступу з кодовим поділом каналів (CDMA) і, як наслідок, забезпечує доступ до мережі більшої кількості користувачів [29].

Як видно з аналізу схеми доступу SDMA (рис.1.11), просторова фільтрація може забезпечити поділ сигналів, що надходять від декількох рухомих терміналів, які спектрально і просторово накладаються, і одночасне багатостанційне обслуговування в одній частоті й одному часовому інтервалі [24,28]. Це означає,



що в межах однієї комірки на одному фізичному каналі може бути реалізовано одночасне обслуговування більш ніж одного користувача виключно за допомогою кутового рознесення.

Роботи щодо створення адаптивних антенних систем для базових станцій надихнули розробників технології WiMax на можливість застосування багатопробеневиких типів антен і для користувацьких терміналів: кімнатні і зовнішні для абонентських терміналів фіксованого доступу згідно стандарту IEEE 802.16d і для рухомих користувачів (комп'ютери в автомобілях, поїздах і т.д.) за стандартом IEEE 802.16e [26]. Дана ідея використання технології Smart-антен у мобільних станціях і користувацьких терміналах виникла зовсім недавно, і в [30-33] вже був запропонований ряд інтелектуальних антенних решіток для їх установки. Разом з тим, застосування Smart-антен у мобільних телефонах на даний момент має досить обмежений характер, обумовлений високою складністю і значною споживаною потужністю Smart-антен [34-37]. Так, для мобільних терміналів із зовнішньою установкою пропонуються схеми, як правило, що складаються із 6-10 лінійно розташованих елементів із кроком  $0,4-0,5\lambda$ . Ширина восьмиелементної антени при робочій частоті в 900 МГц і 2 ГГц становитиме 1,2 м і 60 см відповідно [24].

Практична реалізація такого рішення в мобільному терміналі обумовлена низкою проблем практичного характеру [38]:

1. Вартість і складність реалізації антенної решітки з достатньою кількістю елементів, необхідних для ефективної просторової обробки сигналу в силу обмеженості фізичних розмірів конструкції мобільної станції і використовуваного корисного об'єму.

2. Проблематика забезпечення безперервного сеансу зв'язку, обумовлена переміщенням мобільного користувача в умовах інтерференції сигналів.

Крім даних проблем адаптивний алгоритм обробки сигналу в мобільному пристрої повинен бути високошвидкісним в обчислювальному плані й простим в апаратній реалізації [38].

Важливою і додатковою перевагою технології Smart-антен є підвищений рівень безпеки передачі інформації та роботи з персональними даними, на яких будується ведення ділової активності сучасного суспільства, оскільки для зловмисника ускладнюються умови для несанкціонованого доступу [31].

Поряд з вирішенням задачі просторового детектування, Smart-антенна система буде мати інформацію про місцеперебування користувачів, і дана інформація може використовуватися для значно більш точного визначення координат користувачів, що є необхідним при екстремальних та інших надзвичайних ситуаціях [39].

Незважаючи на наявність великої кількості переваг, у Smart-антен є і деякі недоліки [24]: приймально-передавальне обладнання базової станції зі смарт-антенною системою значно складніше, ніж у стандартної базової станції [40]; для кожного антенного елемента антенної решітки реалізуються окремі радіотехнічні ланцюги з точними алгоритмами калібрування в реальному масштабі часу; при адаптивному формуванні променя передбачаються великі обсяги обчислень, що вимагає наявності на базовій станції продуктивних процесорів цифрової обробки сигналів і систем управління. Вартість базових станцій, що використовують Smart-антени, в кілька десятків разів перевищує вартість стандартних антенних систем.

Теоретично використання адаптивних антен у мобільному зв'язку на базових станціях може збільшити спектральну ефективність від 3 до 10 разів. Завдання технологів-проектувальників – виробляти і поставляти системи зв'язку з адаптивними антенами без істотного підвищення складності апаратури і, головне, її вартості.

Підводячи підсумок, слід зазначити, що завдання використання адаптивних антенних решіток із цифровим формуванням діаграми спрямованості в супутникових, мобільних та інших безпроводових інфокомунікаційних системах, залишається в даний час до кінця не вирішеним.

## 1.5 Висновки до 1-го розділу

1. Системи мобільного зв'язку користуються особливою популярністю при передачі даних, мовлення і відео. Розвиток систем мобільного зв'язку МЗ здійснюється надзвичайно високими темпами і постійно вдосконалюється. Очевидно, поряд з оптоволоконними і офісними безпроводовими системами мережі МС утворюють базову технологічну тріаду телекомунікацій.

2. Еволюцію технологій мобільного зв'язку прийнято розглядати з точки зору класифікації поколінь, де, в свою чергу, кожне з них представляє революційні зміни в технологіях, завдяки яким відбулося суттєве підвищення спектральної ефективності, продуктивності й пропускної здатності мобільних систем, що дозволяло від покоління до покоління збільшувати якість і швидкість переданої інформації мобільному користувачеві. Оскільки в даний час на ринку існує кілька систем МС різних поколінь 2G, 3G, 4G, що використовують несумісні технології і працюють в різних частотних діапазонах, вони не можуть завоювати масовий ринок на довгостроковий період. Ці фактори призвели до створення концепції систем п'ятого покоління (5G), поява яких очікується до 2020 р. Системи 5G, покликані значно підвищити QoS користувачів, збільшити кількість безпроводових пристроїв і надати набагато більшу різноманітність програм і пристроїв, ніж мають мережі безпроводового доступу сьогодні.

3. Системи 5G до 2020 року і в подальшому повинні надати необмежений доступ до інформації в будь-якому місці і в будь-який час. Найбільш ймовірно 5G представлятиме комбінацію декількох радіотехнологій, включаючи насамперед розвинені версії HSPA і LTE, а також нові технології радіодоступу. Таким чином, вже сьогодні складається попереднє бачення майбутніх систем мобільного зв'язку 5G, з якого можна зрозуміти, що мова йде не про повну заміну існуючих технологій, а скоріше, про подальший їх розвиток і доповнення новими технологіями.

4. Розвиток мереж мобільного зв'язку здійснюється в умовах гострого дефіциту основних фізичних параметрів переданих сигналів: енергетичних,

частотних, часових, просторово-поляризаційних, тому основні зусилля сучасних розробників спрямовані на максимально-ефективне залучення фізичних ресурсів, на активне залучення максимального числа цих ресурсів, економію і якісне їх застосування. Основним дефіцитним і дорогим ресурсом є виділений радіочастотний спектр. Тому багато наукових і технічних розробок спрямовані на вирішення завдань економії використовуваного радіочастотного спектру. Найбільш популярним, як і раніше, залишається дециметровий діапазон частот, водночас йде активне освоєння сантиметрового і міліметрового діапазонів.

5. Робота з пошуку методів економії радіочастотного спектру і досі залишається актуальною. До числа таких належать: нові методи модуляції передаваних сигналів, що дають вигоду по відношенню до OFDM; методи мережевого кодування, методи побудови мереж з повторним використанням частот; застосування мікро-, піко- та фемтостільникових мереж із надщільним розподілом користувачів, що розвантажують макростільникові мережі, з поділом середовищ передачі команд управління і призначеного для користувача трафіку в різних смугах частот; застосування когнітивних радіотехнологій, методи просторово-часового кодування на основі багатовимірних MIMO, в яких ефективно реалізується режим динамічного формування спрямованих променів для передачі (3D/Beamforming); методи зниження внутрішньосистемних завад за рахунок координації передач в суміжних стільниках і вдосконалених методах прийому; інші адаптивні й комплексні методи, включаючи методи просторово-часового доступу.

6. Впровадження технологій багатопроменевих адаптивних антенних решіток (Smart-антен) неминуче висуне нові вимоги з управління ресурсами, робочими характеристиками систем мобільного зв'язку, матиме великий вплив на різні аспекти процесів планування, оптимізації параметрів якості та функціонування мобільних систем. Все це говорить про доцільність і необхідність розроблення методів просторово-часового доступу з метою підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу, збільшення пропускної здатності каналів і продуктивності системи доступу до каналних ресурсів. У

зв'язку з цим основною науковою проблемою даної дисертаційної роботи є розробка методології науково-технічних рішень по впровадженню методів просторово-часового доступу в мережах мобільного зв'язку, що забезпечують підвищення продуктивності доступу, економію радіочастотного спектру і поліпшують якість прийому і обробки прийнятих корисних сигналів.

## РОЗДІЛ 2

### АНАЛІЗ МЕТОДІВ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

На всьому інтервалі часу розвитку стільникового зв'язку відзначається тенденція до все більшого споживаного трафіку. При цьому нарощування пропускної здатності для обслуговування споживачів, що знаходяться в одиничному просторі (стільнику) здійснюється таким чином, що нові рішення вбудовуються в діючу інфраструктуру. Таким чином необхідний потенціал нарощується шляхом модернізації існуючих потужностей.

Історія розвитку стільникових систем в Україні показує, що на перших етапах 1G, 2G для обслуговування певної зони базові станції встановлювалися кожним оператором (Київстар, Астеліт, УМС) самостійно і окремо. Проте надалі довелося перейти до колективного використання обладнання БС, в першу чергу антенних опор. Це дозволило в рази збільшити кількість одночасно обслуговуваних абонентських станцій в одному й тому ж стільнику.

Подальше зростання попиту на послуги стільникового зв'язку може бути задоволене за рахунок освоєння нових ділянок дециметрового діапазону. При цьому розширення смуги виділених частот не завжди доцільне через надзвичайно високу вартість їх оренди або за відсутності таких. Так з'явилися нові більш сучасні методи модуляції, були запропоновані технології МІМО, методи обробки сигналів у багатопроменевих каналах та ін.

Подальший значний приріст продуктивності мереж 3G, 4G, 5G забезпечується за рахунок конверсії неосвоєних діапазонів частот. Тим не менш тенденції такі, що конверсія є лише частковим вирішенням.

Кардинальне рішення полягає в переході в сантиметровий і міліметровий діапазони хвиль. Однак, така акція потребує величезних фінансових витрат на переоснащення масового парку АС, реалізація чого розтягнеться на кілька років.

Водночас, ще не вичерпані апаратні, фізичні, технологічні та інші заходи, що дозволяють забезпечувати зростання потреби в послугах зв'язку на значному періоді часу.

Тому сучасна наука і технології зосередили основну увагу на розширенні можливостей техніки і технологій у вже освоєному дециметровому діапазоні хвиль. Розробка відповідних пропозицій ведеться за декількома напрямками:

- організаційні заходи, метою яких є забезпечення ефективного використання фізичних ресурсів операторами мобільного зв'язку;
- здійснюється пошук більш інформаційно містких завадозахищених структур сигналів (OFDM, OFDMA та ін.);
- застосовуються високоефективні методи обробки прийнятих сигналів (MIMO, еквалайзери, трансверсальні фільтри, адаптивні компенсатори завад, адаптивні антенні решітки, алгоритми управління інфраструктурою, електромагнітної сумісності (ЕМС), механізми керування потужністю та ін.);
- розробляється концепція когнітивного радіо, впровадження якої дозволить на (30-50%) збільшити коефіцієнт використання ефіру;
- пошук більш вдалої мережевої інфраструктури, що забезпечує більшу питому щільність одночасно допустимого числа АС на одиницю площі (мікро-, піко- і фемтостільники), а також пошук шляхів мінімізації службового трафіка;
- йде пошук більш нових якісних методів, спрямованих на підвищення рівня обслуговування QoS під час надання послуг, методів маршрутизації, каналоутворення, розподілу і доступу до ресурсів мережі;
- активне впровадження децентралізованих методів організації мобільного зв'язку (M2M, E2E, P2P та ін.).

Поряд з перерахованими вище методами досить перспективним є розробка методів просторово-часового доступу (ПЧД), що дозволяє не тільки в рази збільшити продуктивність існуючої мережі, але і поліпшити завадозахищеність, ЕМС та інші параметри.

Розглянемо зміст деяких із цих напрямків детальніше. За матеріалами даного розділу опубліковані наступні наукові роботи автора [41-45].

## 2.1 Організаційні методи підвищення продуктивності мобільного зв'язку на основі ефективного використання радіочастотного ресурсу

Із загальної теорії систем відомо [46,47], що зі збільшенням взаємозв'язку між елементами, а також із збільшенням числа цих елементів відповідно зростають надхінтегральні властивості систем їх емерджентності.

У системах мобільного зв'язку на етапах планування, функціонування, використання, забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) та ін. доводиться розглядати багатовимірний векторний простір параметрів, що характеризують безліч сигналів, завод, засобів і технологій. Всі безліч параметрів складаються з таких підмножин:  $\{F\}$  - часотних,  $\{T\}$  - часових,  $\{G\}$  - просторових,  $\{p\}$  - поляризаційних,  $\{P\}$  - енергетичних [48]:

$$\{PЭС\} = \{F^R, T^R, G^R, p^R, P^R\} + \{F^T, T^T, G^T, p^T, P^T\}, \quad (2.1)$$

де індекси  $R$  і  $T$  - відносяться відповідно до параметрів приймальної і передавальної апаратури.

З множини параметрів (2.1) для рішення конкретних практичних задач доводиться вибрати групу (допустима підмножина станів даної системи  $\{D\}$ ), найбільш придатних, що задовольняють критерії якості на інтервалі часу функціонування  $\Phi(x(t)) \rightarrow extr$ .

Множина (2.1) можна розглядати як вектор-функцію параметрів динамічної системи. Для динамічних систем, що розвиваються на інтервалі часу  $t \in T = [t_0, t_N]$ , вектор (2.1), що визначає стан параметрів системи  $x(t)$ , необхідно доповнити ще вектором параметрів управління  $u(t)$ ,  $u \in U$ ,  $U$  - множина допустимих значень керування, що забезпечує стан даної системи на необхідному рівні або переведення системи в потрібні фазові стани у відповідності з критерієм  $\Phi(x, u, t) \rightarrow extr$ .



Незважаючи на великий перелік завдань, число позитивних ефектів, що досягаються з просторово-поляризаційними характеристиками, обмежується, в основному, поліпшенням енергетики в лінії зв'язку, що забезпечується вибором коефіцієнтів підсилення антени  $G = (S_{\text{эфф}} \times 4\pi) / \lambda^2$ , де  $S_{\text{эфф}} = S \times K_{\text{ен}}$  – ефективна площа антени,  $K_{\text{ен}}$  – коефіцієнт використання площі,  $\lambda$  – довжина хвилі несучої сигналу зв'язку. Що стосується поляризації, то при організації зв'язку досягаються узгодження поляризації антени з повністю поляризованою компонентою корисного сигналу. Таке пасивне використання просторових параметрів не є раціональним. При цьому, чим більше місць розміщення елементів зв'язку, тим економніше витрачається просторовий спектр, чим динамічніше управління просторово-поляризаційними параметрами, тим вища продуктивність і стійкість систем.

Продуктивність мережі мобільного зв'язку багато в чому залежить від ефективності використання фізичних ресурсів, які визначаються відповідними параметрами [25,27,49,50]:

- енергетикою радіолінії, що визначається рівнем корисного сигналу на вході приймача  $P_{np} = P_{nep} G_{nep} G_{np} \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$  і значенням рівня шуму в смузі частот прийому  $P_u = N_u \times \Delta F$ ;
- часовими параметрами: тривалістю імпульсів  $\tau_u = \Delta t$ , переносять інформацію в багатопробієвих каналах зв'язку;
- частотою: номіналом несівній  $f_0$  і смугою частот корисних сигналів і ділянкою смуги  $\Delta F$  – виділеній для передачі;
- просторовими параметрами  $G_i$ , обумовленими як місцем розташування АС і БС, так і напрямками, на яких поширюється і відповідно – радіосигнал приймається;
- поляризаційними параметрами  $p_c$ , що визначаються як ступенем поляризації  $m$ , так і еліптичністю годографа напруженості електричної складової поля.

Очевидно, кожен із цих ресурсів здатний робити свій внесок у досягнення високої ефективності використання фізичного рівня і відповідно формування необхідного рівня обслуговування споживачів.

Радіочастотний спектр (РЧС) є надбанням держави Україна, і держава забезпечує регулювання його використання. Історично так склалося, що понад 90% технологічно освоєного РЧС розподілено між установами урядового та військового призначення, плата за використання якого з цих установ не стягується. Для комерційних організацій та індивідуальних підприємців введена плата залежно від умов оренди смуги частот, цієї смуги та її розміру.

В умовах, коли інфокомунікаційні технології знаходять все більш широке застосування в різних галузях економічного і соціального розвитку сучасного суспільства, попит на радіочастоти постійно збільшується. Сьогодні роль радіочастотного спектру (РЧС) порівнянна зі значенням енергетичних або сировинних ресурсів країни і характеризується досить значними економічними вигодами. Беручи до уваги обмеженість частотного ресурсу, його ефективний розподіл і використання має все більше значення як для держави [51], так і для операторів зв'язку.

Проблема підвищення ефективності використання РЧС і діяльності оператора мобільного зв'язку являє собою складну багатоаспектну задачу, вирішувати яку необхідно як у межах державної системи управління РЧС, так і операторами зв'язку. Проведений на макро- і мікрорівні аналіз на тлі тенденцій розвитку мобільного зв'язку дозволив сформувати сукупність задач щодо підвищення ефективності використання РЧС з урахуванням впровадження нових радіотехнологій (рис.2.1). Рішення цих завдань через регулятивний вплив з боку Департаменту зв'язку та керівний вплив з боку операторів мобільного зв'язку спрямоване на забезпечення підвищення ефективності використання РЧС і, відповідно, ефективності діяльності операторів в цілому.

Основною організаційно-правовою задачею управління використанням РЧС при впровадженні нових або при подальшому розвитку існуючих мереж мобільного зв'язку є вивільнення неефективно використовуваних або незайнятих

учасників спектру, а також подальше виділення і призначення смуг частот для роботи нових технологій.

Визначення поняття "ефективність" насамперед пов'язується з досягненням максимального корисного ефекту при мінімальних ресурсних витратах. Стосовно до використання РЧС при розрахунку показників ефективності в якості корисного ефекту розглядається або обсяг переданої інформації, або вартісні показники [51-53]. Такі підходи до оцінки ефективності використання спектру придатні для порівняння окремих систем. В той же час вони не завжди виправдані для Національного комітету з регулювання зв'язку (НКРЗ), та Український державний центр радіочастот (УДЦР), які повинні оцінювати ефективність використання спектру не окремої системи, а сукупності систем в цілому.

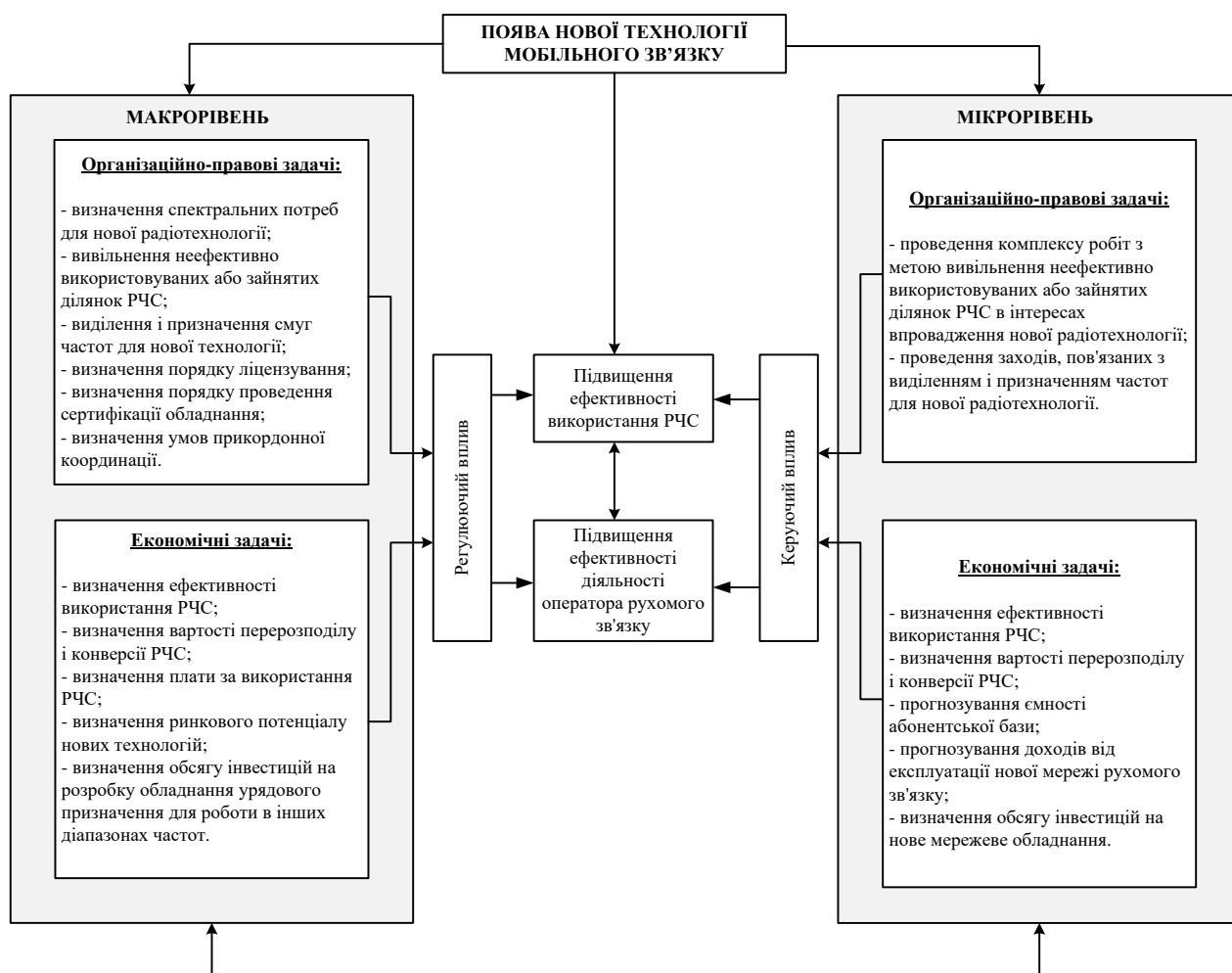


Рис. 2.1. Задачі, спрямовані на підвищення ефективності мобільного зв'язку

Мета проведення оцінки НКРЗ – визначення ефективності її дій з розподілу частотного ресурсу між операторами, які використовують те чи інше обладнання. Метою ж оператора є вибір найбільш ефективної технології мобільного зв'язку мобільного зв'язку. В ідеологічному плані це абсолютно різні цілі, які вимагають вибору різних показників ефективності використання спектру.

У загальному випадку підвищення ефективності використання РЧС для мобільного зв'язку виражається збільшення абонентського навантаження на один інформаційний канал. При цьому для держави цей ефект полягає у збільшенні надходження коштів до бюджету країни за рахунок податкових платежів операторів мобільного зв'язку, а для оператора – збільшення кількості обслуговуваних абонентів і, відповідно, доходів від наданих послуг. Для абонентів позитивний ефект виражається в можливості використання інноваційних послуг зв'язку.

Актуальною є розробка системи показників для оцінки ефективності використання РЧС операторами при використанні на мережах мобільного зв'язку технологій різних поколінь [51]. При цьому необхідно вирішувати задачу вибору та обґрунтування показників, які характеризують економічну ефективність використання РЧС, враховують комерційні показники діяльності оператора мобільного зв'язку і завантаження виробничих потужностей та споживчі властивості послуг мобільного зв'язку.

Оцінку ефективності використання РЧС різними технологіями пропонується проводити на основі розрахунку показників, наведених до ширини полоси РЧС, виділеного оператору в конкретному регіоні:

1. Число абонентів у мережі оператора, що припадають на 1 МГц спектру, виділеного оператору в регіоні для конкретної технології (покоління), обчислюється за формулою:

$$N_{аб}^{МГц} = N_{аб} / \Delta F, \quad (2.2)$$

де  $N_{аб}$  – поточна чисельність абонентів у мережі конкретного регіону;  $\Delta F$  – смуга частот, виділена оператору в конкретному регіоні.

2. Доходи оператора мережі мобільного зв'язку за рік, що припадають на 1 МГц спектру, виділеного оператору в конкретному регіоні:

$$N_{Д}^{МГц} = \frac{12ARPU \cdot N_{аб}}{\Delta F}, \quad (2.3)$$

де  $ARPU$  – середньомісячний дохід на одного абонента мережі мобільного зв'язку в конкретному регіоні.

3. Швидкість передачі даних в мережі мобільного зв'язку на 1 МГц спектру, виділеного оператору в регіоні:

$$N_{СК}^{МГц} = V / \Delta F_{чк}, \quad (2.4)$$

де  $V$  – максимальна швидкість передачі даних мережі мобільного зв'язку;  $\Delta F_{чк}$  – ширина одного частотного технологічного каналу.

4. Середня пропускна здатність (ємність) однієї комірки рухомого зв'язку без урахування ПЧД:

$$N_{пр.сн}^{яч} = \frac{N_{аб}^{max}}{N_{яч}}, \quad (2.5)$$

де  $N_{аб}^{max}$  – максимально можливе число абонентів, що обслуговуються мережею мобільного зв'язку оператора в регіоні,  $N_{ком}$  – число комірок оператора мобільного зв'язку в регіоні.

При наявності просторово-часового доступу (2.4) перетворюється

$$N_{пр.сн}^{яч(ПЧД)} = \frac{N_{аб}^{max}}{N_{яч}} = \frac{N_{БПА}}{N_{ком}} \cdot \frac{N_{аб}^{MAX}}{N_{яч}}. \quad (2.6)$$

Таким чином, з використанням ПЧД ефективність використання РЧС зростає пропорційно числу променів AP.

Можна зробити висновок про те, що ефективність використання РЧС еволюціонує разом з розвитком самих технологій мобільного зв'язку, і кожна наступна технологія пропонує не тільки більшу кількість сервісів і послуг, але і демонструє більш дбайливе та ефективне використання природного ресурсу – РЧС.

Зазначимо, що часткове вирішення проблеми дефіциту РЧС за рахунок використання методів ПЧД та інших більш економічних перспективних технологій не зменшує важливості проведення широкомасштабної конверсії РЧС для здійснення еволюційного розвитку нових технологій цивільного призначення, що є важливим державним завданням.

## **2.2 Методи використання сучасних структур заводо захищених сигналів, що забезпечують більшу продуктивність мобільного зв'язку**

В цей час в більшості сучасних широкосмугових безпроводових системах передачі інформації використовуються методи побудови сигналів з багатьма несівними: OFDM володіє рядом переваг. Разом з тим, існують аплікації, в яких притаманні OFDM недоліки стають значно деструктивними.

Таким чином, інтенсивне зростання трафіку в сучасних мобільних мережах і перевантаженість частотних діапазонів призводять до необхідності розробки методів передачі з набагато більшою спектральною ефективністю і низьким рівнем позасмугових випромінювань. Рішення даної проблеми можливе на основі застосування сигналів з багатьма несучими з використанням банків фільтрів (FBMC – Filter Bank Multicarrier).

В умовах багатопроменевості для реалізації OFDM потрібне використання захисного інтервалу у часовій області, який містить відліки циклічного префікса при цьому мінімально достатня тривалість символу  $t_i$  збільшується до  $t_i + \Delta t_m$

унаслідок копіювання останніх  $m$  відліків OFDM-символу в його початок. Даний чинник зменшує ефективність використання спектру.

При використанні систем FBMC відсутня необхідність у наявності захисного інтервалу, а тривалість символу є мінімально можливою  $t_i = 1/F$  [54,55].

Проте при цьому ускладнюється реалізація алгоритмів оцінки частотно-часових характеристик каналу. На відміну від OFDM-застосування систем банків фільтрів FBMC дозволяє суттєво зменшити рівень позасмугового випромінювання і ступінь впливу сусідніх каналів між собою за рахунок низького рівня бічних пелюсток АЧХ формуючого фільтра. На рис.2.2 представлена узагальнена структурна схема модема з використанням FBMC.

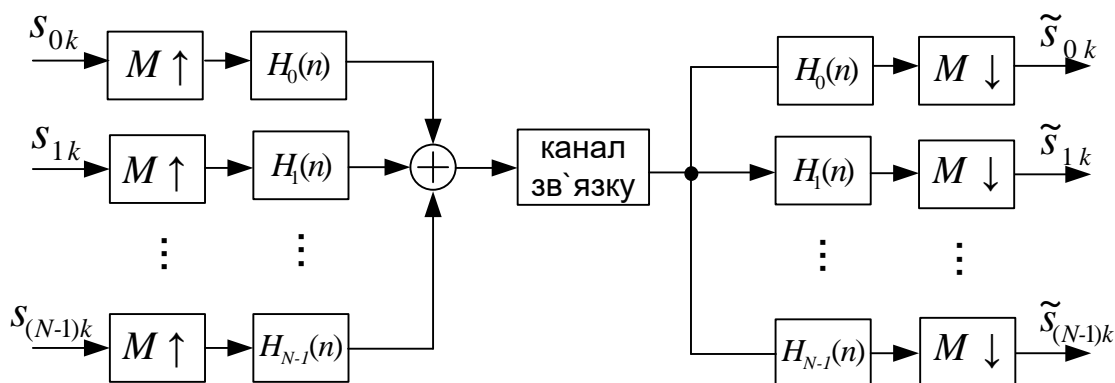


Рис.2.2. Узагальнена структурна схема модема з використанням FBMC

З урахуванням застосування банків фільтрів, можна структурувати багаточастотні сигнали. Розглянемо особливості даних технологій.

### 2.2.1 Згладжені багатотональні сигнали

У порівнянні з OFDM, багатотональні сигнали зі зрушенням квадратурних компонент (SMT – staggered multitone) та косинус-модульовані багатотональні сигнали (CMT cosine modulated multitone) у згладжених багатотональних сигналах FMT ключовою особливістю є збільшене частотне рознесення між сусідніми

піднесівними. З одного боку, це знижує рівень позасмугового випромінювання, оскільки застосовуються формуючі фільтри з малими боковими пелюстками АЧХ, а, з іншого, – призводить до зменшення швидкості передачі у відведеній смузі частот.

На рис.2.3 інтерполяції  $L$  формуючого фільтра-інтерполятора перевершує число самих піднесучих і ця різниця визначається коефіцієнтом розширення [56–58] –  $\alpha = L/N - 1$ . На рис. 2.3 представлена спектральна маска згладженого багатотонального сигналу FMT (filtered multitone), де можна наочно бачити відмінні особливості розглянутого класу сигналів.

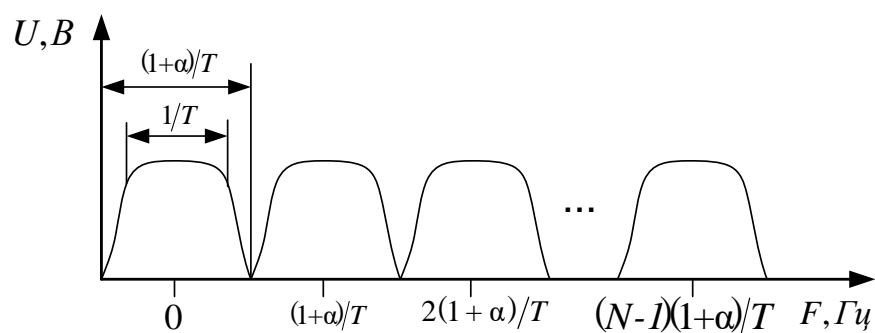


Рис.2.3. Спектральна маска FMT

Як можна бачити з рисунку 2.3, відстань між піднесівними збільшено на величину  $(1 + \alpha)$ , що дає можливість для застосування формуючих фільтрів з малими боковими пелюстками АЧХ.

### 2.2.2 Багатотональні сигнали зі зрушенням квадратурних компонент

На рис.2.4 представлена схема приймально-передавального пристрою SMT [59].



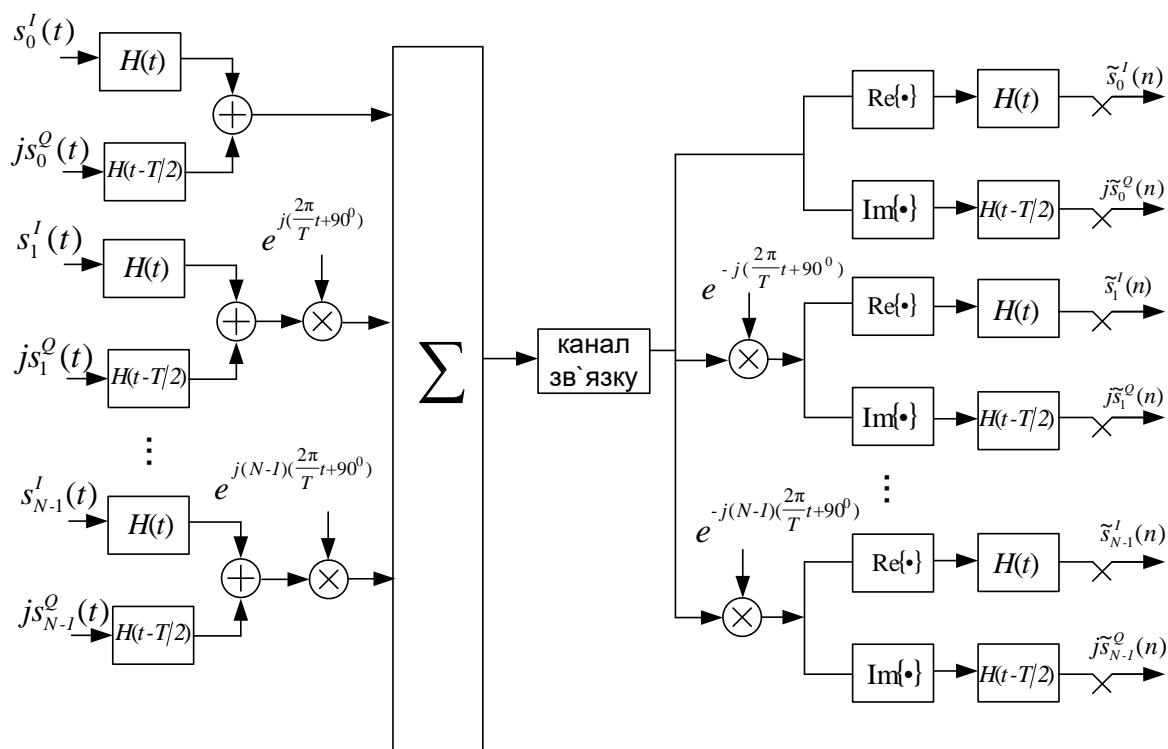


Рис.2.4. Схема приймально-передавального пристрою SMT

В даній схемі реалізовано зсув на половину тактового інтервалу квадратурних компонент інформаційних символів проводиться шляхом затримки на  $T/2$ . Для каналу без спотворень досягти безпомилкове відновлення квадратурних компонент переданого сигналу можливо тільки при наступних умовах:

- симетричність їх ( $h(t) = h(-t)$ ), необхідна для боротьби з МСІ;
- обмеження впливу БЛ АЧХ фільтра для зменшення МКІ залежить від кількості суміжних підканалів.

SMT-сигнал можна представити у вигляді:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [s_k^I(t)h(t-nT) + js_k^{IQ}(t)h(t-T/2-nT)]e^{jk\left(\frac{2\pi}{T}t+\frac{\pi}{2}\right)}, \quad (2.7)$$

де  $s_k^I(t)$  і  $s_k^Q$  – синфазні й квадратурні відліки QAM-символів, що передаються на  $k$ -й піднесівній;

$h[t]$  – імпульсна характеристика їх формуючого фільтра.

Застосування формуючих фільтрів з малим частотно-часовим розсіюванням дає можливість відмовитися від циклічного префікса в умовах багатопроменевості. Головним недоліком при практичній реалізації даної SMT-схеми, порівняно з OFDM, є в десятки разів більші обчислювальні витрати.

### 2.2.3 Косинус-модульовані багатотональні сигнали

Система аналізу/синтезу СМТ сигналів представлена на рис.2.5.

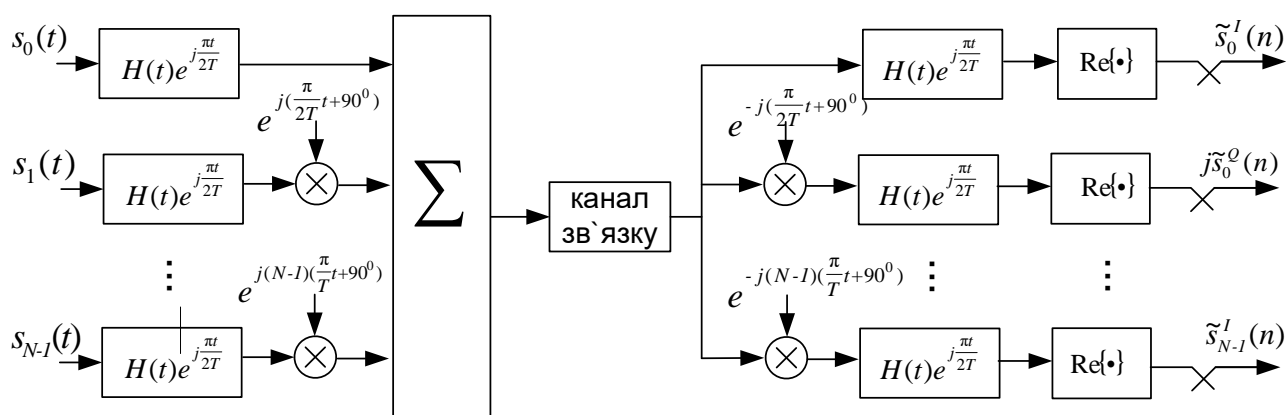


Рис.2.5. Схема синтезу СМТ сигналів

Оскільки всі модульовані символи є речовими, рознесення між піднесівними буде в 2 рази менше порівняно з SMT і OFDM. Оскільки передаються тільки реальні компоненти, то спектральна ефективність систем SMT та СМТ виявляється рівною.

З урахуванням виконання ряду накладених вимог на формуючий фільтр [54, 55] стає можливим виключити міжсимвольну інтерференцію (МСІ) і міжканальну інтерференцію (МКІ):

1. Досягти відсутності МСІ можливо за рахунок застосування в якості формуючого фільтра Найквіста, імпульсна характеристика якого перетинається з віссю абсцис у точках  $2nt_i$ , де  $n$  – ціле.

В частотній області це відповідає рівності

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P\left(f - \frac{k}{2t_i}\right) = 1, \quad (2.8)$$

де  $P(f) = H(f)H^*(f) = |H(f)|^2$ .

2. Якщо між сусідніми піднесівними здійснити додатковий фазовий зсув на величину  $\pi/2$ , то можливо забезпечити компенсацію МКІ.

Особливістю передавача СМТ, який реалізований за багатофазною схемою, є застосування точкового  $2L$  швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).

У блоках затримки функція  $W_{2L}$  обчислюється за формулою

$$W_{2L} = e^{j2\pi/(2L)} = e^{j\pi/L}. \quad (2.9)$$

Багатофазні компоненти формуючого фільтра мають вигляд [54]:

$$E_I(z) = \dots + h[l-2L]z + h[l] + h[l+2L]z^{-1} + \dots, \quad l = 0, 1, \dots, 2L-1. \quad (2.10)$$

Перевагою представленої на рис.2.8 схеми є зменшення обчислювачів витрат на синтез СМТ сигналів.

#### **2.2.4 Порівняльний аналіз спектральної та енергетичної ефективності розглянутих технологій**

В табл.2.1 представлена порівняльна характеристика багаточастотних систем.

## Порівняльна характеристика багаточастотних систем

Параметр	Тип сигналу		
	OFDM	SMT	CMT
Кількість комплексних помножень на один символ, $L \geq N$	$2N \log_2 N$	$4L \log_2(L) + 8L_g L$	$4L \log_2 2L + 8L_g L$
Затримка	$D_T = (2N - 1)T_s$	$D_T = ((L_g + 3/2)L - 1)T_s$	$D_T = ((L_g + 2)L - 1)T_s$
Спектральна ефективність	$\eta_{BW} = \frac{N - N_g}{N + G}$	$\eta_{BW} = \frac{L}{L + \alpha}$	$\eta_{BW} = \frac{L}{L + \alpha}$
Енергетична ефективність	$\eta = \frac{N}{N + G}$	$\eta = 1$	$\eta = 1$

В якості прикладу розглянемо багаточастотну систему з 128 піднесівними ( $L = N = 128$ ), 4-те з яких ( $N_g = 4$ ) є нульовими, а 32 відліку відведені під циклічний префікс ( $G = 32$ ). Для технології SMT додатково задаються параметри  $L_g = 8$  і  $\alpha = 1$ .

В табл.2.2 представлені чисельні результати розрахунку.

Таблиця 2.2

## Результати чисельного розрахунку

Критерій	OFDM	SMT	CMT
Обчислювальні витрати	1792	11776	12288
Затримка	$255 T_s$	$1215 T_s$	$1279 T_s$
Спектральна ефективність, %	75	99,2	99,2
Енергетична ефективність, %	80	100	100

На основі проведеного аналізу та порівняльної характеристики можна зробити висновок про високу спектральну ефективність систем SMT і CMT, що складає більше 99%. Безсумнівною перевагою даних технологій при цьому також буде високий рівень енергетичної ефективності, який наближений до 100%. Це дає можливість для збільшення продуктивності каналного рівня на 15%.

Таким чином, подальше впровадження технологій SMT та CMT нові стандарти безпроводового зв'язку в цілому залежить від розвитку технологій обчислювальної бази і сигнальних процесорів, що безсумнівно буде визначати потребу у їх використанні.

Разом з тим, класична технологія OFDM, має на порядок більш низьке значення обчислювальних витрат і в 5 разів менший рівень затримки в порівнянні з технологіями SMT та CMT.

## **2.3 Адаптивна корекція багатопроменевих спотворень прийнятих сигналів**

### **2.3.1 Вибір методу адаптивної корекції багатопроменевості сигналів**

Відмінною особливістю ліній зв'язку в безпроводових системах є наявність багатопроменевого поширення радіохвиль, що призводить до різного роду завмирань сигналу, наявність міжсимвольної інтерференції, нестабільність, випадковості амплітуди і фази цих сигналів. Найбільш характерними математичними моделями випадкової амплітуди прийнятих багатопроменевих сигналів є моделі Релея і Райса.

$$P(A) = \frac{A}{\sigma_A^2} e^{-\left\{ \frac{A^2}{2\sigma_A^2} \right\}}, \quad (2.11)$$

де  $A = \sqrt{A_c^2 + A_s^2}$ ,  $A_c = A \cos(t)$ ,  $A_s = A \sin(t)$  – синусна і косинусна квадратурні компоненти.

Так, у теорії зв'язку часто використовується представлення сигналу через квадратурні компоненти:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N y_i(t) = A(t) \cos(\omega t + \phi t) = A(t) \sin \phi \sin \omega t + A(t) \cos \phi \cos \omega t = A_s(t) \sin \omega t + A_c(t) \cos \omega t . \quad (2)$$

Так, розподіл Релея відповідає випадку, коли середні значення квадратур  $A_s(t), A_c(t)$  – дорівнюють нулю  $m_c = m_s = 0$ , для моделі Райса  $m_c = m_s \neq 0$ , дисперсії однакові ( $\sigma_s^2 = \sigma_c^2$ ), а самі квадратури незалежні. Випадкова фаза такого сигналу  $\phi(t) = \arctg(A_s(t)/A_c(t))$  розподілена рівномірно на інтервалі  $t \in [0, T]$ .

Фізичну модель багатопроменевого поширення можна представити у вигляді окремих каналів зв'язку, кожен із яких володіє випадковим коефіцієнтом передачі  $k_i(t)$  і випадковою фазою  $\phi_i(t)$  (рис.2.6).

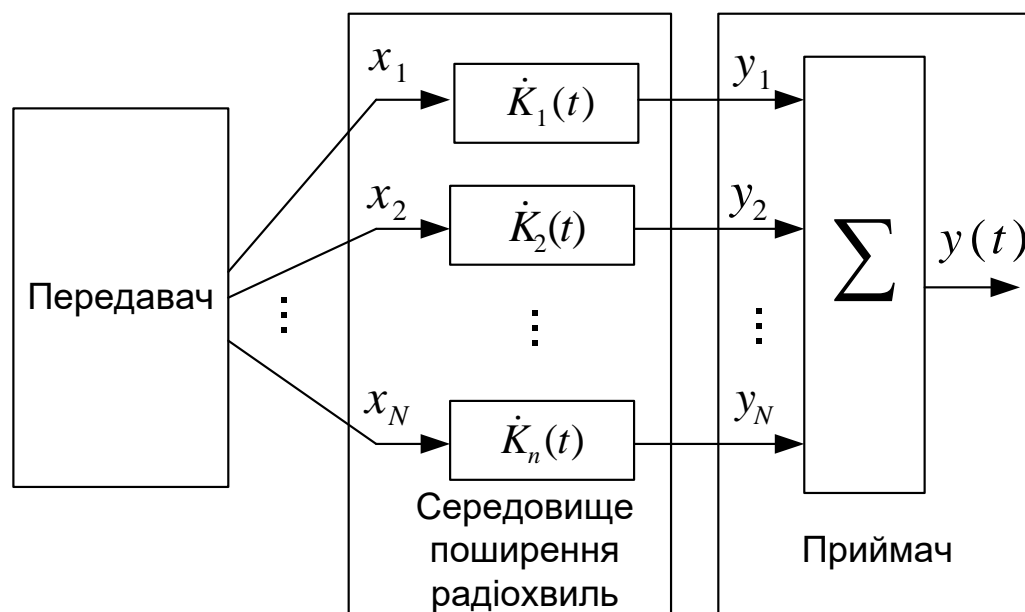


Рис.2.6. Фізична модель багатопроменевого поширення радіохвиль у безпроводових системах

Іншим важливим статистичним параметром сигналу  $y(t)$  є інтервал кореляції випадкових завмирань. За результатами численних досліджень інтервал кореляції цих завмирань становить величину  $\tau_{кор} = (10^0 - 10^{-1})$  с [60-63]. Така

інерційність завмирань дозволяє вважати, що на інтервалах  $\Delta\tau = (10^{-3} - 10^{-2})\text{с}$  – параметри каналу ще не встигають помітно змінюватися, тобто на інтервалі  $\Delta\tau$  їх можна вважати практично постійними. Цим фактом користуються при організації технології МІМО. Іншим прикладом використання даного факту є спроба зробити зворотнє каналне перетворення, тобто на тих відрізках  $\Delta\tau$ , де коефіцієнт  $k_i(t)$  зменшується на величину  $-\Delta k_i(t)$ , посилити прийнятий сигнал на  $+\Delta k_i(t)$ , затримку у фазі  $-\Delta\phi_i(t)$  компенсувати, додавши  $+\Delta\phi_i(t)$ .

Існує велика кількість методів боротьби з багатопроменевістю, серед яких:

- рознесений прийом сигналів по простору, часу, поляризації та ін;
- використання спеціальних методів – перемежування, спеціального кодування;
- використання методів виправлення помилок прийому сигналів та ін.

Перспективним є метод еквалайзингу корекції параметрів завмирань і затримок. Головним елементом еквалайзера є лінія затримки на величину  $\tau_3 \geq \tau_{кор}$ , що розділяє  $N$  дискрет, відводи від яких включено в адаптивно керовані коефіцієнти передачі  $K_i^* = w_i$  (рис.2.7).

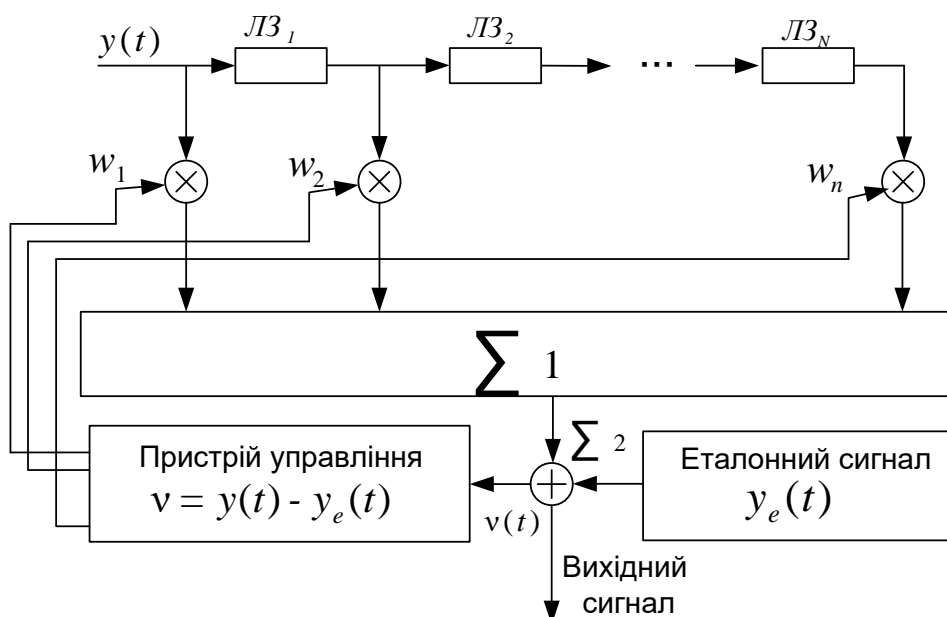


Рис.2.7. Структурна схема еквалайзера

Управляюча дія на коефіцієнти передачі  $K_i^* = w_i$  формується за переданою класифікованою імпульсною послідовністю еталонних сигналів  $y_e(t)$ , що включаються у відповідні інформаційні пакети.

Математичну модель спотвореного сигналу в загальному випадку можна представити у вигляді інтегрально-ступеневого ряду полінома Вольтерра 1-го роду [64]:

$$y(t) = \sum_{m=1}^N \int_0^t \int_0^t K_m(s_1, s_2, \dots, s_m) \times \prod_{i=1}^m X(s_i) \exp(i2\pi s_i t) ds_i, \quad (2.12)$$

де  $K_m$  – ядра Вольтерра, для стаціонарного випадку симетричні за усіма змінними.

Компоненти багатопроменевого сигналу  $y(t)$  надаються у вигляді:

$$y(t) = \int_0^t K_i(t, s_i) x(s_i) ds, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (2.13)$$

де  $K_i(t, s_i)$  – в загальному випадку комплексні функції.

Таким чином, кожне з ядер  $K_i(t)$  забезпечує відповідні зміни амплітуди і фази парціального сигналу  $x_i(t)$ . Від діапазону змін амплітуди і фази результуючого сигналу  $y(t)$  залежить та чи інша модель каналу зв'язку.

Для корекції придбаних у каналі зв'язку спотворень необхідно виконувати процедури, які зворотні до перетворень (2.12). Таке перетворення можливе в силу симетричності ядер  $K_i(t)$ . Дану задачу можна вирішувати, якщо забезпечити умови спостережливості результатів впливу самих спотворень. Для цього зазвичай використовують періодичну передачу випробувальних тестових сигналів, структура яких заздалегідь відома. У цьому випадку за різницею цього сигналу з еталонним

$$\Delta y(t) = y(t) - y_e(t) \quad (2.14)$$



можна вирішувати задачу управління відповідними коефіцієнтами  $K_i(t)$  з метою мінімізації різниці (2.14). Виникає задача управління наглядом за результатами нев'язки (2.14) [47].

Обґрунтування вибору структури пристрою корекції прийнятих сигналів. При виборі структури пристрою корекції виникає питання про обмеження, в рамках яких може бути вирішена оптимізаційна задача мінімізації  $\Delta y(t)$ . Важливим фактором є вибір необхідного числа  $N$ . Очевидно повинна виконуватися умова:  $N \geq 2$ , що дозволить отримати взаємну компенсацію спотворень. При  $N=2$  спотворення відображають ситуацію з плоским фазовим фронтом просторового сигналу  $x(t)$ . При  $N=3$  відображається нелінійна параболічна форма фазового фронту. Якщо ж приймальний пристрій реалізується у вигляді  $N$ -елементної антенної решітки, то розмір апертури  $D$  необхідно зіставляти з коефіцієнтом росторової кореляції  $\gamma$ . Очевидно, якщо  $D \ll \gamma$ , то при будь-якій просторовій структурі сигналу  $x(t)$  фазовий фронт буде сприйматися як плоский.

Іншим обмеженням, що підлягає вибору, є період проходження тест-сигналів  $T_t$ . Даний параметр слід зіставляти з інтервалом кореляції  $\tau_k$  випадкових змін сигналу  $y(t)$ . Очевидно, для того, щоб пристрій кореляції встигав компенсувати випадкові зміни спотворень, період проходження  $T_t$  повинен бути таким, щоб за цей час не відбулося помітних змін функцій ядер  $K_i(t)$ . Досвід практичного використання аналогічних алгоритмів показує, що допустимі результати отримуються, якщо цей період вибирати з умов

$$T_t \geq \frac{\tau_k}{10}. \quad (2.15)$$

Якщо ж на інтервалі кореляції укладаються порядку 100 відлікових значень  $T_i$ , то результати є досить хорошими, некомпенсованими залишаються менш 1% спотворень.

Діапазони змін управлінь для амплітуд і фаз компенсаційних сигналів зазвичай узгоджують зі статистикою каналу (Релей, Райс та ін.), а самі регулятори виконують з використанням квадратурних розкладів, що дозволяє залишатися в рамках лінійних процедур керуючих алгоритмів.

Функції ядер  $K_i(t)$  – утворюють вектор  $w(t)$  і являють собою випадкові процеси. В якості математичних моделей цих процесів можна використовувати диференціальні рівняння стану [47, 65]:

$$\frac{dw(t)}{dt} = F(t)w(t) + G(t)\xi(t), \quad (2.16)$$

де  $F(t), G(t)$  – відповідно: матриці стану та генерації, елементи матриці  $F(t)$  є суть величини  $a_{ij}$  (зворотні значення інтервалів кореляції багаторядного процесу  $w(t)$ );  $\xi(t)$  - коефіцієнт, що породжує віртуальний гаусів білий шум (ГБШ), зі спектральною щільністю потужності  $N_\xi(t)$ .

Для цифрової реалізації процедур оцінки і управління, що зазвичай використовуються, рівняння (2.16) набуває вигляду:

$$w(k+1) = \Phi(k+1, k)w(k) + G(k)\xi(k), \quad (2.17)$$

де  $\Phi(k+1, k) = \exp\{-\alpha\Delta t\}$ ,  $\alpha = 1/\tau_k$ ,  $\Delta t = T_i$  – крок дискретизації рекурсивної процедури (2.16).

Для отримання оптимальної оцінки вектора вагових коефіцієнтів (ВВК)  $\hat{w}(t)$  скористаємося процедурою фільтра Калмана-Б'юсі (ФБК) [47]:

$$\hat{w}(t) = \Phi(k+1, k)\hat{w}(k) + K(k)[y(k) - y_e(k)]. \quad (2.18)$$

Практична реалізація еквалайзера у часовій області з використанням рекурсивних процедур (2.17), (2.18) пов'язана з необхідністю квадратурної обробки при оцінці  $w(k)$ , що, у загальному випадку в 4 рази ускладнює саму реалізацію. Крім того, при будь-якій із цих процедур має місце перехідний режим, що може бути пов'язано з втратою декількох інформаційних пакетів.

Водночас, враховуючи той факт, що на одиничному інтервалі  $\Delta\tau_i$  зберігаються постійні параметри, є можливість ефективно застосувати частотні методи, при цьому ваговій обробці піддаються не часові компоненти приймальних сигналів, а частотні.

### 2.3.2 Постановка задачі синтезу еквалайзера в частотній області

Особливість включення частотного еквалайзера представлена на рис.2.8. Роль його зводиться до оцінки вектора вагових коефіцієнтів  $\vec{w}$ .

Алгоритм роботи лінійного частотного еквалайзера полягає в наступному.

Спочатку здійснюється переведення вхідного сигналу  $y(t)$  в частотну область за допомогою прямого швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Потім проводиться поелементне множення представлення сигналу в частотній області  $Y$  з ваговими коефіцієнтами еквалайзера  $W$ . Після чого відбувається переведення зваженого сигналу у часову область з допомогою зворотнього ШПФ. Таке пряме і зворотнє перетворення проводиться з метою спрощення обчислювальних процедур, а на ефективності еквалайзингу не позначається.

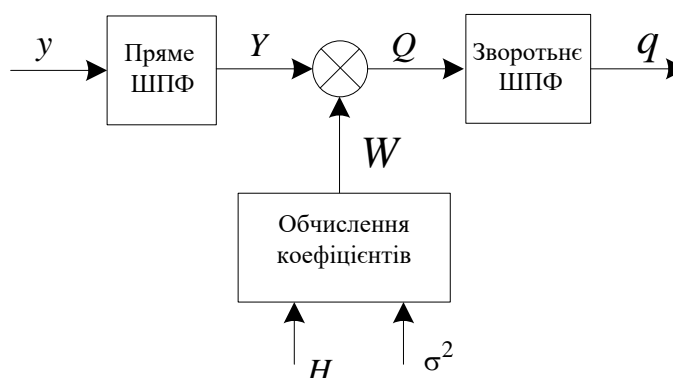


Рис.2.8. Схема лінійного еквалайзера, що працює в частотній області

Якщо відомі параметри каналу і дисперсії шуму  $\sigma^2$  ВВК еквалайзера  $\vec{w} = (w_1, w_2, \dots, w_k)^T$  можна обчислити згідно з критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки (МСКП) [66] за формулою

$$\hat{W}_k = \frac{H_{n_f}^*}{|H_{n_f}|^2 + \frac{\sigma^2}{P_{n_f}}}, \quad n_f = 0..N-1, \quad (2.19)$$

де  $P_{n_f}$  – середня потужність сигналу на даній частоті;

$n_f$  – номер частоти, для якої обчислюються ВВК еквалайзера;

$H_{n_f}$  – комплексне значення частотної передаточної функції каналу на даній частоті.

Будемо вважати, що середня потужність сигналу на всіх частотах однакова.

Коефіцієнти ВВК  $\vec{w}_k$  дозволяють мінімізувати функцію середньоквадратичної помилки  $E\left[\left|Q_{n_f} - X_{n_f}\right|^2\right]$ . Однак дані коефіцієнти не є оптимальними з точки зору ймовірності помилки на виході декодера, так як сигнал  $Q$  на виході еквалайзера з коефіцієнтами (2.19) є зміщеним. Дійсно, можна показати, що

$$E[q] = \alpha x, \quad (2.20)$$

де

$$\alpha = \frac{1}{N} \sum_{n_f=0}^{N-1} \hat{W}_{n_f} H_{n_f} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_{n_f}|^2}{|H_{n_f}|^2 + \frac{\sigma^2}{P}} < 1. \quad (2.21)$$

Щоб отримати незміщену оцінку на виході еквалайзера і тим самим зменшити ймовірність помилки на виході декодера, значення на вихід лінійного еквалайзера необхідно помножити на величину  $1/\alpha$ . В силу лінійності

перетворення Фур'є це еквівалентно множенню коефіцієнтів еквайзера на ту ж величину. Тоді незміщена оцінка коефіцієнтів лінійного еквайзера:

$$W_{n_f} = \frac{1}{\alpha} \hat{W}_{n_f}, \quad (2.22)$$

де  $n_f = 0..N-1$ .

У класичній схемі приймача сигнал з лінійного виходу еквайзера надходить на вхід декодера, який остаточно приймає рішення, які вихідні символи надсилалися передавачем.

Схема турбоеквайзера, аналогічна представлений в роботі [67], показана на рис.2.9.

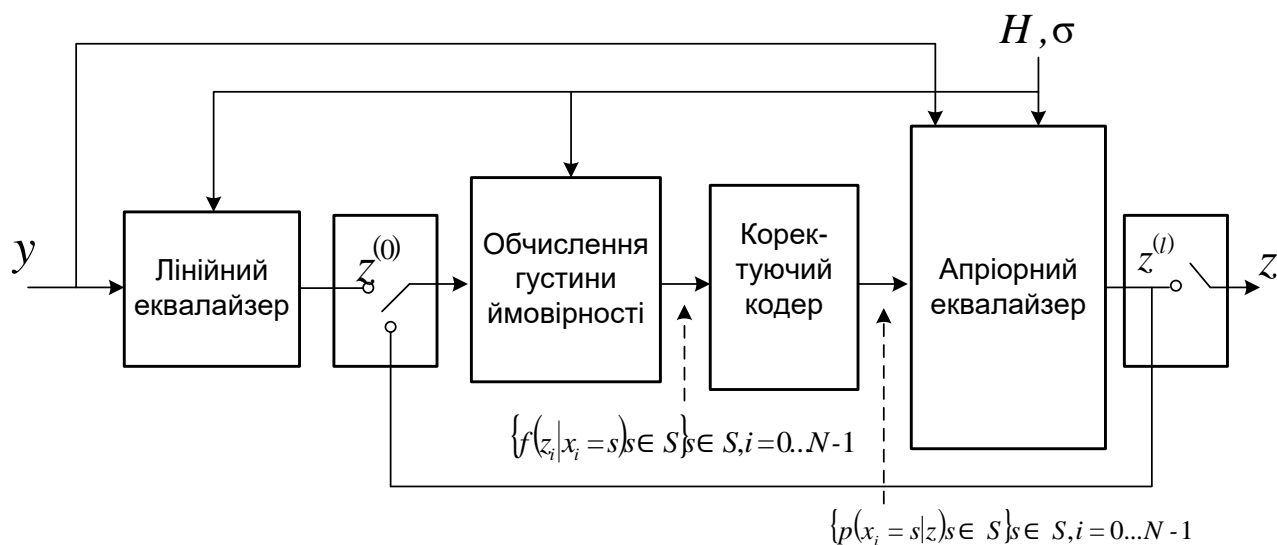


Рис.2.9. Загальна схема турбоеквайзера

Алгоритм роботи апріорного еквайзера на  $k$ -й ітерації складається з наступних кроків:

1. Використовуючи ймовірностей на виході декодера, для кожного  $i$ -го символу обчислити м'яку оцінку  $\hat{x}_i^{[k]}$  переданого символу  $x_i$ :

$$\hat{x}_i^{[k]} = \sum_{m=1}^M s_m \cdot p(x_i = s_m | q^{[k]}) \quad (2.23)$$

і оцінку дисперсії помилки

$$\hat{g}_i^{[k]} = \hat{E}\left[\left|x_i - \hat{x}_i^{[k]}\right|^2\right] = \sum_{m=1}^M \left|s_m - \hat{x}_i^{[k]}\right|^2 \cdot p(x_i = s_m | q^{[k]}). \quad (2.24)$$

2. Отримати уявлення сигналів  $y$  і  $\hat{x}^{[k]}$  у частотній області за допомогою прямого ШПФ (отримавши, відповідно, вектори  $Y$  і  $\hat{X}^{[k]}$ ).

3. Обчислити значення сигналу на виході еквалайзера в частотній області за формулою

$$Z_k^{[l]} = \bar{X}_k^{[l]} + (Y_k - \bar{X}_k^{[l]} H_k) W_k^{[l]}, \quad (2.25)$$

де  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ .

де  $W_k^{[l]}$  – вектор вагових коефіцієнтів апріорного еквалайзера  $l$ -й ітерації.

4. Отримати результат у часовій області за допомогою зворотного БПФ. На виході отримаємо вектор значень прийнятого сигналу у часовій області  $z^{[l]}$ .

Коефіцієнти апріорного еквалайзера, оптимальні з точки зору критерію максимуму апостеріорної ймовірності:

$$\hat{W}_k^{[l]} = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{\gamma_k^{[l]}}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (2.26)$$

де

$$\gamma_k^{[l]} = E\left[\left|X_k - \bar{X}_k^{[l]}\right|^2\right]. \quad (2.27)$$

Можна показати, що вихід апріорного еквалайзера з ВВК (2.25) є також зміщеним. Коефіцієнти нерухомого апріорного еквалайзера

$$W_k^{[l]} = \frac{1}{\alpha^{[l]}} \tilde{W}_k^{[l]}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (2.28)$$

де

$$\alpha^{[l]} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} W_k^{[l]} H_k = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{\gamma^{[l]}}}. \quad (2.29)$$

Сигнал  $z^{[l]}$  виходу апріорного еквалайзера надходить на наступну ітерацію алгоритму. Умовні розподілу густини ймовірності можуть бути обчислені за формулами (2.28) і (2.29), де замість потужності сигналу  $P$  використовується оцінка середньої дисперсії помилки (2.26), а замість коефіцієнтів  $w$  – коефіцієнти апріорного еквалайзера на попередній ітерації. Далі етапи декодування-еквалізація повторюються послідовно необхідне число раз.

### 2.3.3 Процедура оцінки каналу в схемі з турбоеквалайзером

Для знаходження оцінок ВВК еквалайзера необхідно знати частотну ПФ каналу  $H$  і дисперсію шуму  $\sigma^2$ .

Для подолання цієї невизначеності є ряд рішень, що зводяться до використання навчальних алгоритмів: навчання з вчителем і навчання без вчителя.

Для навчання з вчителем використовуються спеціальні тест-сигнали, що передаються спільно з інформаційними. В якості тестових можуть бути використані самі інформаційні сигнали. Навчання без вчителя відбувається на основі вивчення статистичних властивостей переданого сигналу і не потребують для роботи точного знання або його досить надійної оцінки.

Якість роботи турбоеквалайзера визначається в першу чергу точністю застосовуваної в еквалайзері оцінки відгуку каналу. Використовуючи прохідну через канал тестову послідовність, початкову оцінку відгуку каналу можна виконати, наприклад, за методом найменших квадратів [68]. Однак через обмеженість довжини пілотної послідовності та наявності в каналі шуму початкова оцінка каналу може не дати достатньої точності.

Крім того, відгук каналу може змінюватися в часі, наприклад, внаслідок ефекту Доплера. Тим самим спочатку позитивна оцінка може стати дуже неточною для надійної роботи еквалайзера і декодера до того, як в сигналі з'явиться нова тестова послідовність. Для досягнення необхідної точності оцінки використовують адаптивні алгоритми, які безперервно оцінюють канал від блоку до блоку.

Як правило, точність оцінки в алгоритмах навчання без вчителя нижча, ніж в алгоритмах з вчителем, проте вони є більш стійкими, оскільки не залежать від помилок на виході декодера. В даній дисертації запропоновано комбіновану схему еквалізації і оцінки каналу, що включає перехід від більш надійних сліпих алгоритмів до менш надійних, але більш точних алгоритмів, керованих рішеннями. Розглянемо складові частини запропонованого рішення.

#### 2.3.4 Адаптивна оцінка каналу, керована рішеннями

Схема адаптивної оцінки, керована рішеннями на виході декодера, показана на рис.2.10.

В якості адаптивного алгоритму оцінки відгуку каналу будемо використовувати алгоритм мінімуму середнього квадратичного відхилення (МСКВ) [69]:

$$\eta(\hat{H}_k) = E \left[ \left| Y_k - \hat{X}_k \hat{H}_k \right|^2 \right]. \quad (2.30)$$

Використовуючи вихід декодера і оцінку передаточної функції (ПФ) каналу для блоку  $t$ , оцінку частотної ПФ каналу для наступного блоку  $t+1$  обчислимо згідно з алгоритмом МСКВ за формулою Уїдроу-Хоффа:

$$\hat{H}_k^1(t+1) = \hat{H}_k(t) + \mu \left( Y(t)_k - \hat{X}_k(t) \hat{H}_k(t) \right) \hat{H}_k^*(t), \quad (2.31)$$



де  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ;

$\hat{X}_k(t)$  –  $k$ -й елемент перетворення Фур'є  $\hat{x}(t)$ ;

$1 > \mu > 0$  – коефіцієнт, що визначає швидкість збіжності алгоритму, названо також як крокова постійна. Чим менше значення коефіцієнта, тим більш точним значенням сходиться алгоритм у стаціонарному каналі, але тим менша швидкість збіжності, й тим менша швидкість зміни каналу, яку зможе відстежувати алгоритм [70]. Більш ефективним, універсальним, оптимальним у великому діапазоні змін параметрів каналу, може бути алгоритм фільтра Калмана-Б'юсі [69].

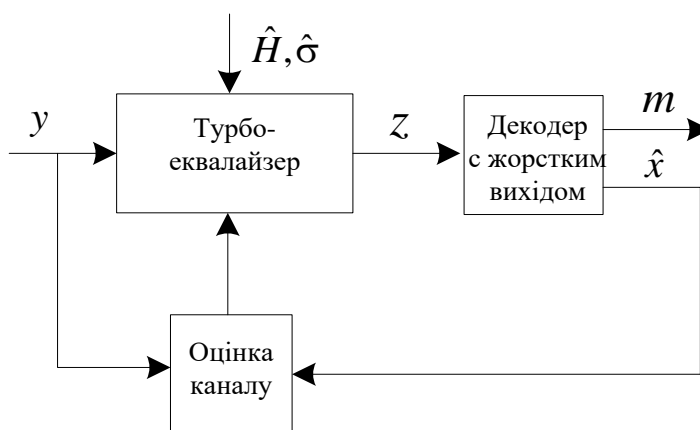


Рис.2.10. Схема адаптивної оцінки каналу щодо виходу декодера

Візьмемо зворотне перетворення Фур'є від оцінки частотної ПФ каналу  $\hat{H}'$ . Отриманий вектор  $\hat{h}'$  довжини  $N$  є оцінкою відгуку каналу у часовій області. Оскільки довжина  $L$  реального відгуку каналу менше, ніж розмір блоку даних ( $N$ ), то значення з індексами  $L, N$  у векторі  $\hat{h}'$  будуть містити лише шум. Тоді точність оцінки ПФ каналу можна збільшити шляхом обнулення даних елементів вектора  $\hat{h}'$ :

$$\hat{h}' = \begin{cases} \hat{h}', & 0 < i \leq L_{\max} \\ 0, & L_{\max} < i < N \end{cases} \quad (2.32)$$

де  $L_{\max}$  – максимально можлива довжина відгуку каналу визначається, виходячи з параметрів системи зв'язку.

Виконавши пряме БПФ від вектора  $\hat{h}'$ , отримаємо остаточні значення  $\hat{H}'$ . Розглянутий алгоритм оцінки  $H$  називається швидким блоковим МСКВ-алгоритмом з усіканням [84].

Крім частотної ПФ каналу для роботи турбоеквалайзера також потрібно знання дисперсії шуму. Однак турбоеквалайзер менш чутливий до помилок в оцінці дисперсії порівняно з помилками в оцінці ПФ каналу [71]. Для оцінки дисперсії шуму може бути використаний наступний алгоритм. Оцінку дисперсії шуму на поточному блоці  $t$  обчислимо шляхом усереднення за всіма підчастотами:

$$q(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k(t) - \hat{X}_k(t) \hat{H}_k(t)|^2. \quad (2.33)$$

Для зменшення помилки остаточну оцінку дисперсії шуму будемо обчислювати за допомогою аналогічного (2.32) алгоритму. Такий алгоритм стохастичної апроксимації (процедура Роббінса-Монро) представлено співвідношенням

$$\hat{\sigma}^2(t+1) \hat{\sigma}^2(t) + \beta(q(t) - \sigma^2(t)) = \beta \hat{\sigma}^2(t) + (1-\beta)q(t), \quad (2.34)$$

де  $0 < \beta < 1$  – крокова постійна;

$q(t)$  – вимірювання значення,  $q(t) = \sigma^2(t) + \gamma(t)$ ;

$v(t)$  – шум вимірювання.

### 2.3.5 Стійкість рекурсивного алгоритму, керованого еквалайзера

У реальних умовах значення оцінок будуть відхилятися від істинних значень. При цьому чим більша помилка на виході декодера, тим більше це

відхилення. Оскільки значення  $\hat{H}$ , обчислені на блоці  $t$ , використовуються в еквалайзері на наступному блоці  $t + 1$ , то помилка в оцінці призведе до помилок у роботі еквалайзера  $i$ , як наслідок, до можливих нових помилок декодування.

Результати імітаційного моделювання показують, що такі алгоритми навчання виявляються стійкими до тих пір, поки рівень помилок на виході декодера не перевищує певного порогу, значення  $\hat{H}$ , одержувані алгоритмом LMS, керованим рішеннями, будуть коливатися біля істинного значення  $H$ .

Однак якщо рівень помилок на виході декодера більше даного порогу, то ланцюгова реакція поширення помилок у схемі еквалайзер-декодер – оцінка каналу призведе до непрацездатності всієї системи. Цей ефект називається «розбіжністю» адаптивного еквалайзера. Конкретна величина порогу помилки визначається в першу чергу коригуючою здатністю коду  $i$ , як правило, підбирається емпірично.

У разі якщо довжина відгуку каналу виявляється більше, передбаченою довжиною тестовою послідовністю, то початкова оцінка ПФ каналу буде дуже неточною. Якщо в цьому випадку після початкової оцінки запустити схему, що управляється рішеннями, то це призведе до розбіжності алгоритму адаптації. Для запобігання цьому ефекту слід скористатися алгоритмами “які навчають” еквалізації без вчителя, не пов’язаними з виходом КД.

В якості адаптивного алгоритму, учня без вчителя, може використовуватися алгоритм Годарда [72], що називається в англійській літературі алгоритмом з постійним модулем (constant modulus algorithm – CMA). Перевагою алгоритму є те, що він має складність, яка не перевищує складність лінійного еквалайзера, і може бути реалізований в частотній області [73].

Схема еквалайзера CMA, що працює в частотній області, показана на рис.2.11.

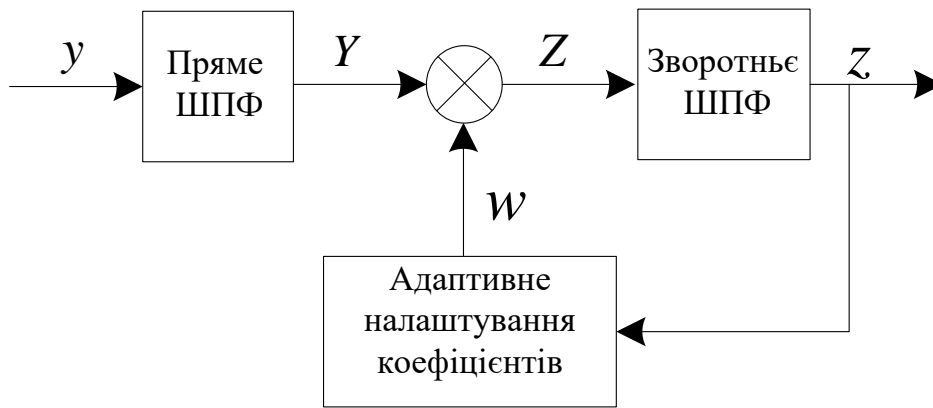


Рис.2.11. Схема адаптивного еквалайзера, що працює в частотній області

Структура еквалайзера еквівалентна структурі лінійного МСКВ-еквалайзера. Коефіцієнти еквалайзера обчислюються адаптивно за наступним алгоритмом.

1. Використовуючи вихід еквалайзера для поточного блоку  $z(t)$ , обчислити вектор,  $\delta(t)$  елементи якого

$$\delta_i(t) = (|z_i(t)|^2 - R)z_i(t), \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2.35)$$

де

$$R = \frac{E[|x|^4]}{E[|x|^2]} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |s_m|^4}{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |s_m|^2}. \quad (2.36)$$

2. Перевести вектор  $\delta(t)$  в частотну область за допомогою прямого ШПФ, отримавши вектор  $\Delta(t)$ .

3. Обчислити коефіцієнти еквалайзера для наступного блоку за формулою

$$W_k(t+1) = W_k(t) + \lambda_k \Delta_k(t) Y_k^*(t), \quad \forall_k = 0..N-1, \quad (2.37)$$

де  $\lambda_k$  – крокова постійна на  $k$ -й частоті.

### 2.3.6 Загальна процедура адаптивної оцінки каналу і еквалізація

Таким чином комбінований алгоритм адаптивної оцінки каналу і еквалізації представляється у вигляді:

1. Після виявлення в прийнятому сигналі  $y$  тестовій послідовності виконати початкову оцінку параметрів каналу.
2. Пропустити прийнятий блок через лінійний еквалайзер з коефіцієнтами, одержаними за наявною оцінкою каналу. Використовуючи тестову послідовність, обчислити середньоквадратичну помилку на виході лінійного еквалайзера.
3. Якщо величина середньоквадратичної помилки менша заданого порогу, запустити схему турбоеквалізації, керовану рішеннями (рис.2.8), інакше запустити схему еквалізації з прямою оцінкою параметрів каналу (рис. 2.9).
4. Після прийому наступної тестової послідовності перейти до кроку 2.

### 2.3.7 Результати імітаційного моделювання

Якість роботи запропонованої схеми оцінки каналу і еквалізації оцінювалася шляхом імітаційного моделювання. Для завадостійкого кодування використовувалася решітчаста кодована модуляція Унгербоека [74] зі швидкістю коду  $2/3$  і довжиною кодового обмеження 3. Подальша модуляція символів на виході кодера здійснювалася з допомогою односмугової модуляції на одній несівній без використання циклічного префікса.

На приймальній стороні еквалізація в частотній області велася блоками розміром  $N = 4096$ . При розбитті вхідного сигналу  $y(t)$  на блоки, сусідні блоки бралися з перекриттям на  $1/2$  довжини блоку  $N$ . Після еквалізації і декодування кожного блоку  $1/4$  символів на краях блоку відкидалась.

В якості моделі багатопроменевого каналу використовувалася модель, що складається з 6 променів. Параметри променів наведені в табл. 2.3. Фаза 5-го променя змінювалася в часі за формулою

$$\varphi = 2\pi f_d t, \quad (2.38)$$

де  $f_d$  – частота доплерівського зсуву.

При моделюванні проходження сигналу через багатопроменевий канал частота слідування символів сигналу  $x(t)$  передбачається, що буде дорівнювати 10 МГц.

Залежність ймовірності бітової помилки ( $P_{ном}$ ) від відношення  $h^2$  – сигнал/шум (ВСШ) показано (рис.2.12) для різної кількості ітерацій турбоеквалайзера при ідеально відомих параметрах каналу і відсутності ефекту Доплера. Видно, що одна ітерація турбоеквалайзера дозволяє зменшити робоче значення відношення сигнал/шум ВСШ на 5 дБ, а дві ітерації – на 7 дБ. Подальші ітерації турбоеквалайзера дають незначний вигреш порівняно з двома ітераціями. Для дослідження якості роботи спільної схеми еквалізації і оцінки каналу обмежимося двома ітераціями турбоеквалайзера.

Таблиця 2.3 – Параметри моделі багатопроменевого каналу

Параметр	Дані					
	Затримка, мкс	-1,8	0	0,15	1,8	5,7
Відносне послаблення, дБ	-3	0	-1	-1	-3	-9
Фаза, град	125	0	80	45	Змінна	90

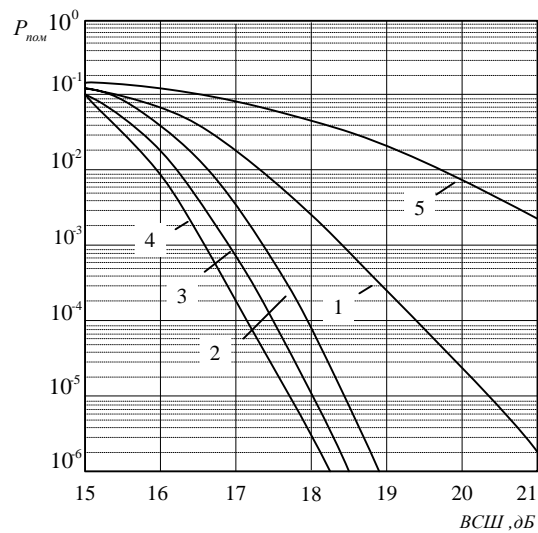


Рис.2.12. Залежність ймовірності помилки від ВСШ для різного числа ітерацій турбоквалайзера при ідеально відомих параметрах каналу

Показано (рис.2.13) залежність  $P_{ном}$  від ВСШ  $h^2$  для лінійного еквайзера в частотній області й турбоквалайзера при ідеально відомих параметрах каналу і при роботі запропонованої схеми оцінювання параметрів каналу.

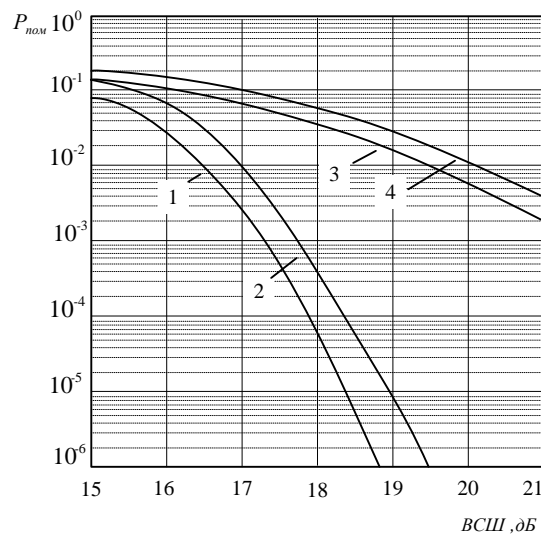


Рис.2.13. Залежність ймовірності помилки від ВСШ для лінійного і турбоквалайзера (2 ітерації) при ідеально відомих і оцінених параметрах каналу

З графіка видно, що запропонована схема оцінки каналу в турбоеквалайзері дає програш 0,7 дБ порівняно з варіантом при ідеально відомих параметрах. Таким чином, якість роботи спільної схеми еквалізації і оцінки каналу практично наближається до якості роботи турбоеквалайзера при ідеально відомих параметрах.

Залежність  $P_{ном}$  від ВСШ для двох ітерацій запропонованої схеми турбоеквалізації показана при наявності у п'ятому промені багатопроменевого каналу ефекту Доплера (рис.2.13).

Наявність ефекту Доплера призводить до збільшення робочого ВСШ на 1-2 дБ при величині доплерівського зсуву частоти до 15 Гц. При величині доплерівського зсуву частоти 20 Гц і вище схема оцінки каналу не встигає оцінювати мінливий канал, що призводить до розбіжності еквалайзера. Таким чином, схема еквалізації і оцінки каналу в частотній області має обмеження на максимальну швидкість зміни каналу, з якою може працювати дана процедура.

Результати імітаційного моделювання показують, що турбоеквалайзер дозволяє на 5-7 дБ зменшити робоче значення  $h^2$  порівняно з лінійним еквалайзером (рис.2.14).

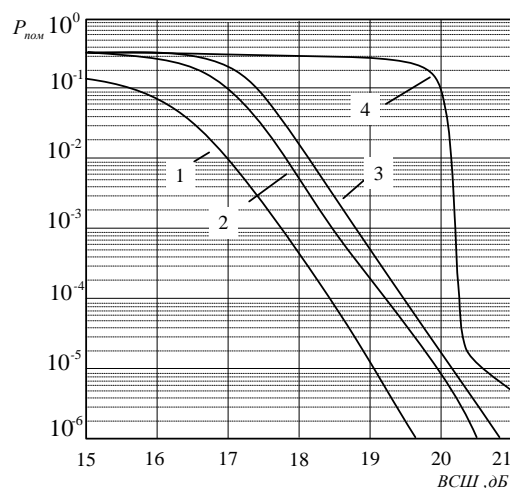


Рис.2.14. Залежність ймовірності помилки від ВСШ для запропонованої схеми турбоеквалізації (2 ітерації) і оцінки каналу для різних значень доплерівського зсуву частоти



При цьому запропонована схема оцінки параметрів каналу дає результат, що незначно поступається за нормативними параметрами (менше 1 дБ). Однак схема еквалізації в частотній області має обмеження на максимальну швидкість зміни каналу (частоту доплерівського зсуву), яку може відстежувати схема адаптивної оцінки каналу. Таким чином, дана схема еквалізації і оцінки каналу підходить для помірно мінливих каналів з відносно невисоким ЗСШ.

Таким чином, використання еквалізації при прийомі OFDM сигналів мобільного зв'язку з урахуванням виграшу ВСШ на 5-7 дБ призводить до ефективного збільшення пропускної здатності каналів зв'язку:

$$C = 2\Delta F \log_2(\sqrt{1+h^2}). \quad (2.39)$$

Так, збільшення на  $h^2$  – відношення сигнал/шум на 7 дБ істотно підвищить значення пропускної здатності каналу зв'язку на величину близько 15-20%

## **2.4 Методи побудови однорангових мереж з децентралізованим доступом**

Останнім часом все більш затребуваною є послуга мультимедійного потоку IPTV, а саме системи персонального телебачення. IPTV являє собою принципово нову форму комунікації, яка успішно поєднує в собі інформаційну повноту і насиченість мережі Інтернет з багатими графічними та акустичними можливостями сучасних телевізійних систем. Саме з цієї причини розвитку комплексу технологій IPTV приділяється підвищена увага [75-77].

До складу класичної мережі IPTV входять наступні компоненти:

- розподілені по мережі відеосервери, що містять контент;
- термінальні пристрої STB, що забезпечують користувачам доступ до контенту.

Пристрій STB декодує відеодані і виводить розшифроване відео на екран телевізора;

- транспортна мережа, яка забезпечує надання послуг IPTV;
- ділянки мережі абонентського доступу.

Проте, зростання числа користувачів виявило недоліки використання класичної архітектури, оскільки для підтримки QoS потрібно збільшення кількості серверів, обсягів їх дискового простору і збільшення продуктивності їх мережевих адаптерів.

Одним з альтернативних рішень щодо підтримки мереж в умовах зростання відеосервісів стали пірингові відеомережі. Піром називають рівноправного учасника мережі, що надає свої ресурси або сервіси іншим учасникам. Під піринговою мережею слід розуміти комп'ютерну мережу, що самоорганізується, засновану на рівноправ'ї учасників, а саме: є загальні колективні ресурси, кооперація між вузлами, поєднання вузлом мережі ролей клієнта і сервера. Своєрідною специфікою володіють структурні і функціональні математичні моделі пірингових мереж. Розглянемо їх більш детально.

#### **2.4.1 Структурні моделі пірингових мереж**

Топологія такої мережі може бути представлена у вигляді безлічі дерев або сітки. У разі деревовидної топології кожен клієнт отримує субпоток даних від вузлів декількох, наприклад, трьох дерев (при цьому використовується метод кодування субпотоків MDC). При відключенні вузла від мережі, структура дерева перебудовується, при підключенні нового вузла – добудовується. В одних випадках топологія мережі носить статичний характер, в інших – динамічний, топологію, яка змінюється після передачі кожного чергового сегмента даних [75].

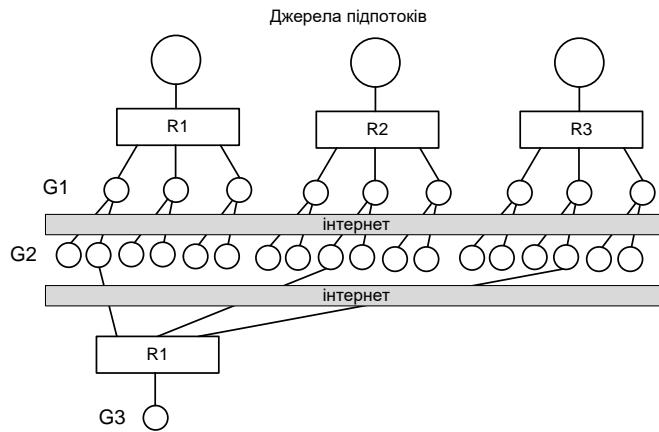


Рис.2.15. Топологія з трьома деревами

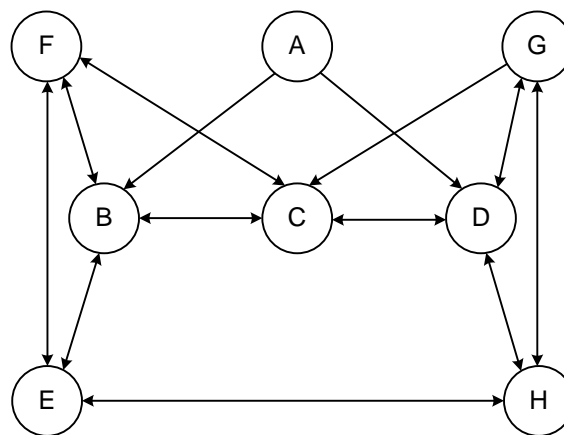


Рис.2.16. Топологія решітки

На рис.2.15 представлена схема з MDC і поділом потоку на три субпотоків (3 дерева). Літерами G1, G2 і G3 позначені покоління вузлів-партнерів, які беруть участь у доставці відеоданих іншим вузлам.

При сітчастій топології (рис.2.16) потік даних ділиться на невеликі модулі, наприклад, відповідні одній секунді фільму. Відповідні модулі клієнт отримує від вузлів сітки випадковим чином або згідно з деякою закономірністю. Джерелом первинного відеопотоку тут є вузол А. Еволюція графа доставки відеофрагментів залежить від того, які вузли направляють запити першими [77,78].

Всі вузли обмінюються один з одним картами даних – файлами, в яких зазначено наявність тих чи інших відеофрагментів у вузлах мережі, які можуть зна-

добитися в поточний період часу. У підсумку виходить повнозв'язна структура моделі (рис.2.17).

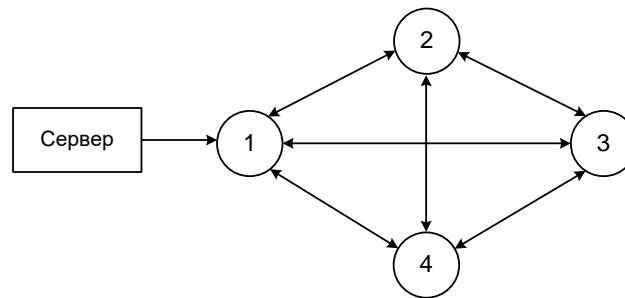


Рис.2.17. Повнозв'язна топологія пірингової мережі

Розглянемо моделі функціонування пірингових мереж.

#### 2.4.2 Функціональні моделі пірингових мереж

Розглянемо мережу вузлів, з'єднаних каналами зв'язку з різними пропускними здатностями. У кожен момент часу з'являються пари вузлів, між якими необхідно передати потік певного обсягу протягом кінцевого проміжку часу. Після закінчення часу заявка знімається і звільняється ресурс мережі.

Кожен вузол як сервер здатний обробляти запити, що надходять від інших вузлів, відсилати відповідні файли за отриманими запитами, а, крім того, виконувати деякі допоміжні й адміністративні функції. Пірингові мережі або P2P-мережі (peer to peer) в порівнянні з традиційними системами клієнт-сервер мають значно більшу масштабованість, а через відсутність критичних точок відмов надають послуги з більшою стабільністю. В останні роки запуснений в експлуатацію ряд великомасштабних P2P-систем передачі потокового відео. Наприклад, Cool Streaming, PPLive, PPStream, UUSEE, SopCast. Всі ці системи використовують загальний принцип передачі інформації, який отримав назву «модель ізольованого каналу» (ISO, isolated channel model). При цьому користувачі, що використовують один і той же канал можуть отримувати пакети відеоданих, як від джерела трансляції сервера, так і від інших користувачів цієї групи. Пірингова P2P мережа являє

собою динамічну систему, що розвивається в часі, динаміка якої визначається швидкістю завантаження даних з мережі, а так само швидкістю, з якою користувач може відправляти дані в мережу, яка визначається як швидкість віддачі. Очевидно, для відеосервера визначається тільки швидкість віддачі. Стан мережі змінюється в часі при відкритті або закритті користувачем відеододатків, при включенні й виключенні персонального комп'ютера, що змінює число користувачів цієї мережі. Змінюється стан каналів, які одночасно переглядають користувачі. При цьому швидкість зміни стану каналів перевищує швидкість відкривання, закривання відеододатків. Тому припустимо розглядати модель P2P-мережі, в якій число користувачів залишається постійним, а змінюється тільки число користувачів, пов'язаних одним каналом [79].

### 2.4.3 Математичні моделі масового обслуговування

Процес перемикання каналів користувачем мережі P2P телебачення можна розглядати як процес блукання деякої заявки між вузлами мережі, де вузлами є канали. Так процес пошуку потрібного  $j$  - каналу відповідним користувачем за  $(q + g)$  – кроків, починаючи з  $i$  - го каналу, проходячи  $k$  - каналів можна визначити ймовірністю

$$P_{ij}^{(q+g)} = \sum_{k=1}^k P_{ik}^{(g)} P_{kj}^{(q)}, \quad (2.40)$$

де  $g$  – значення кроку, на якому виявлений  $j$  – канал. Рівняння (2.40) є окремим випадком рівняння Колмогорова - Чепмена [80].

Розглянемо модель P2P TV-мережі з позиції теорії масового обслуговування. Безліч користувачів, які переглядають  $m$  - перший канал представимо у вигляді безлічі  $s_m$ . Час доставки чергового фрагмента для відтворення можна апроксимувати експоненціальним законом з параметром  $\beta = \mu^{-1}$ . Залежно від того, яка обрана структура оверлею, структурована чи неструктурована, топологія системи

ззначений час може помітно змінюватися. Крім того, важливе значення має те, на які ділянки ділиться медіаконтент: фрагменти або смуги. Залишаючи питання вибору структури мережі для окремого дослідження, зосередимо увагу на побудові моделі обслуговування черги, що організується в буферній частині піра.

Будемо вважати закон доставки фрагментів, споживаних сукупністю пірів, – пуассонівським з інтенсивністю  $\lambda$ . Вважаємо, що кожен користувач має буфер, що здатен містити  $k + 1$  фрагмент, де  $k$  – місце в буфері, призначене для фрагментів, отриманих на попередніх етапах, а  $0$  – місце, призначене для отримання чергової нової порції даних. Після того, як сервер випадковим чином обрав пір для початкового завантаження, він знаходить в мережі інший пір і намагається завантажити від нього відсутню порцію даних до заповнення буфера. З буферів фрагменти надходять на обслуговування в порядку їх надходження, забезпечуючи тим самим безперервність перегляду, що є складовою вимогою критерію якості відтворення на рівні користувача (QoE, Quality of Experience) [65,81].

Отримаємо стаціонарні ймовірності  $\{\pi_j\}$  як ймовірність того, що в системі перебуває  $j$  користувачів, які переглядають  $m$ -й канал. Система переходить зі стану  $j$  в стан  $j + 1$  при підключенні або відключенні чергового піру. Припущення пуассоновості дозволяє вважати, що  $\lambda_i = \lambda$ .

Основне призначення пірингової P2P TV-мережі є надання послуг  $N$  користувачами для перегляду  $M$  каналів передачі мультимедійного трафіку. Стан мережі  $X(t)$  можна представити різними математичними моделями, серед яких стан завантаження буферів кожного з  $n$  користувачів (пірів) переглядають  $m$  – й канал. Момент переходу за один крок зі стану буфера  $i$  в стан  $j$  можна характеризувати ймовірносно [65]:

$$p_{-}(i, j)(t) = p(x_{-(n+1)}(t) = j | x_{-n}(t) = i), \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (2.41)$$

Для марківських станів ймовірність переходу (2.41) за час  $t$  визначається величиною:

$$p_{ij}(t) = \exp\{-\lambda_i t\},$$

де  $\lambda_i$  – інтенсивність переходу в  $i$ -й стан.

Для довільного моменту часу  $\tau$  на інтервалі від 0 до  $t$  перехідна ймовірність:

$$p_{i,j}(t) = \delta_{i,j} e^{-\lambda_i t} + \int_0^t \sum_k p_{i,k}(\tau) \lambda_k p_{k,j} e^{-\lambda_j(t-\tau)} d\tau, \quad (2.42)$$

$$\text{де } \delta_{i,j} = \begin{cases} 1 \text{ при } i = j, \\ 0 \text{ при } i \neq j. \end{cases}$$

Після диференціювання (2.42) по  $t$  і впорядкованості доданків отримуємо:

$$\frac{dP_{i,j}(t)}{dt} = \sum_k p_{i,k}(\tau) \lambda_k P_{k,j} - \lambda_j P_{i,j}(t), t \geq 0. \quad (2.43)$$

при початкових умовах

$$P_{ij}(0) = 1, P_{ij}(0) = 0, i \neq j.$$

Отримаємо вирази для стаціонарних ймовірностей з рівняння (2.43), в припущенні усталеного режиму, коли  $\frac{dP_{i,j}(t)}{dt} \rightarrow 0$ . З (2.35) отримуємо рівняння алгебри:

$$\lambda_i \pi_j = \sum_k \lambda_k \pi_k p_{k,j}, j = 0, 1, z, \dots \quad (2.44)$$

де  $p_{i,j}(t) = \pi_j$ ;  $\pi > 0$ , для всіх  $i$ ,  $\sum_i \pi_i = 1$ .

Рівняння (2.44) має фізичний зміст балансу системи в стані  $j$ , що полягає в тому, що за одиницю часу число пірів, які покидають систему, дорівнює числу пірів, які знову входять і які переглядають даний канал.

Стаціонарні ймовірності  $P_j$  отримаємо з (2.44) у вигляді

$$\pi_j = \frac{P_j}{\lambda_i \sum_k \frac{P_k}{\lambda_k}}, \quad j = 0, 1, 2, \dots \quad (2.45)$$

Вони інтерпретуються наступним чином. При великому числі  $N$  стан системи виявиться в стані  $j$  приблизно  $NP_j$  раз. При кожному переході в  $j$  стан залишається там в середньому  $\lambda_j^{-1}$  час. Імовірність стану  $j$ , як частка часу перебування в цьому стані пропорційна  $\frac{P_j}{\lambda_j}$ . Коефіцієнт пропорційності знаходиться з умов нормування ймовірностей і дорівнює  $\sum \frac{P_j}{\lambda_j}$ .

Однак модель масового обслуговування не відображає поточний стан мережі, а дає уявлення про середні значення ймовірностей цих станів. Так, ймовірність стану  $i$ -того каналу може бути визначена як:

$$P_i = \frac{x_i}{\sum_{j=1}^m x_j}. \quad (2.46)$$

Для дослідження ймовірнісно-часових характеристик Р2Р мереж доцільно використовувати моделі, що відображають динаміку зміни елементів даної мережі.

#### 2.4.4 Динамічні моделі стану пірингових мереж

Динаміку станів аналізованої мережі можна розглядати як побудову розкладу, що забезпечує упорядковане представлення фрагментів TV-контенту. [78,82-85]



Динаміка станів модельованої мережі досить різноманітна і може бути представлена на декількох рівнях. На верхньому рівні слід розглядати процес зміни завантаження  $m$ -го каналу  $n$  – користувачами. Середнім рівнем може вважатися стан  $n$ -го користувача, що послідовно переглядає безліч програм  $M$ . Нарешті нижній рівень моделювання мережі слід визначити щодо динаміки надходження фрагментів на буфер терміналу.

Математична модель стану пірингової мережі може бути побудована по відношенню  $n$ -го користувача, що використовує  $m$ -канал або ж з використанням стану  $m$ -го каналу, кількісно враховує відповідне навантаження. Розглянемо на початку особливості побудови математичної моделі користувачем пірингової мережі, який переглядає  $m$ -й канал. Основним завданням у мережах P2P TV є забезпечення якісних характеристик відтворення на рівні конкретного користувача (QoE - Quality of Experience), включаючи безперервність перегляду і мінімум часу для скачування потрібного файлу [65,81].

Розглянемо формалізацію моделі поведінки  $n$ -го користувача з позиції знаходження оптимальності розкладів його функціонування. На одному приладі (терміналі піру) необхідно обслужити  $l$ -вимог (фрагментів відеоконтенту). У кожен момент часу на термінал надходить не більше одного фрагмента, і за бажанням користувача в будь-який момент процес обслуговування може бути перерваний для переходу на інший канал перегляду. Для кожного  $j$ -го фрагмента, що належить безлічі  $L = \{1, 2, \dots, l\}$ , задані параметри:

- момент надходження  $t_j \geq 0$ ;
- тривалість обслуговування  $\tau_j = \tau > 0$ ;
- ваговий коефіцієнт  $w_j \geq 0$ , що визначає значимість  $j$ -го фрагмента.

Без втрати загальності можна вважати, що в результаті фрагментації всі фрагменти однакові за обсягом. Завдання полягає в тому, щоб визначити порядок, в якому фрагменти, одержувані від різних пірів, обслуговувалися в потрібному порядку за мінімальний час. Будемо шукати необхідний порядок у вигляді розкладу  $r$ , що визначається як кускуво-постійну безперервну функцію

$r: R \rightarrow \{0,1,2,\dots,l\}$ . Очевидно, якщо черговий  $j$  – фрагмент обслуговується, то функція  $r(t)$  дорівнює  $j \in L$ , в разі простою  $r(t) = 0$ . В силу фрагментації завдання набуває цілочисельний характер, таким чином на часовій шкалі будемо розглядати точки  $t$ , що визначають положення того чи іншого фрагмента.

Для конкретного файлу, викачуваного піром, функція  $r(t)$  має початок і кінець. Момент початку обслуговування  $r_j$  визначається як найменше цілочисельне значення  $t$ , таке, що  $r(t+1) = j$ . Момент закінчення обслуговування  $C_j$  визначається як найбільше цілочисельне значення  $t$ , таке що  $r(t) = j$ .

Виберемо критерій оптимальності розкладу  $r$ .

Нехай  $T(r)$  представляє значення сумарного зваженого моменту закінчення:

$$T(r) = \sum_{j=1}^l w_j C_j \rightarrow \min. \quad (2.47)$$

Значення вагових коефіцієнтів  $w_j$  не можуть бути однакові, оскільки важливість наступних фрагментів для мінімізації (2.47) зростає. Це дозволяє припустити, що  $w_1 \geq w_2 \geq \dots \geq w_l$ .

Необхідно знайти такий розклад  $\hat{r}$ , при якому досягається мінімальне значення функції (2.39). За відсутності переривань для вирішення даного завдання відомий [84] номінальний алгоритм з трудомісткістю  $O(n^7)$  операцій.

Розглянемо іншу математичну модель динамічного стану пірингової мережі, де розглядається стан безлічі каналів.

Потрібне динамічне представлення у вигляді стану  $x$  на  $k$ -му кроці, або ж в безперервному випадку це стан може являти собою завантаження  $m$ -ого каналу або його популярність. Швидкість зміни завантаження визначає похідна  $\frac{dx_m(t)}{dt}$ .

Для даної дискретної мережі

$$x_m(k+1) = p(k+1, k)x_m(k), \quad (2.48)$$

де  $p(k+1, k)$  – перехідна ймовірність.

Стан завантаження  $m$ -го каналу мережі на  $k$ -му кроці може бути представлено вектором:

$$\overline{X}_m^T = (X_m^{(1)}, X_m^{(2)}, \dots, x_m^n). \quad (2.49)$$

Різницеве рівняння, що відображає швидкість зміни стану  $m$ -ого каналу на  $k+1$ -му кроці, можна представити у вигляді:

$$X_m(k+1) = F(k+1, k)x(k) + G(k)\xi(k), \quad (2.50)$$

де  $F(k+1, k)$  – перехідна ймовірність між станами на  $k$ -му і  $(k+1)$ -му кроці;  $G(k)$  – масштабований множник, що визначає інтенсивність зміни стану;  $\xi(k)$  – породжуючий гаусів білий шум, який є джерелом випадкових змін станів.

Представлена рекурсивна модель (2.50) випадкового стану  $X(t)$  є досить універсальною, що дозволяє за допомогою вектора множника  $F(k+1, k)$  моделювати швидкість зміни (інтервал кореляції) процесу  $x(t)$ , а за допомогою  $G(k)$  – його рівень.

Відповідно до методу змінних стану, на підставі рівняння (2.42), можуть бути побудовані процедури у вигляді фільтра Калмана-Б'юсі або алгоритмів стохастичної апроксимації [65,81], що дозволяє далі на підставі цих оцінок побудувати управління станом каналів, тобто провести оцінку завантаження мережі і перерозподіл її ресурсів.

В Додатку А представлені функціональна модель управління у мережах пірингового зв'язку та процедура оптимальної фрагментація TV-контенту в P2P-мережах за допомогою процедури динамічного програмування з урахуванням динаміки у піринговій мережі [87-90].

## 2.5 Висновки до 2-го розділу

2.1 На цей час, незважаючи на інтенсивний розвиток інфокомунікаційних мереж, потреба в обсягах інформації очікує продовження. Особливо великий розрив відрізняється в мережах мобільного зв'язку. Тому розвиток технологій СМЗ здійснюється досить швидкими темпами, з довгостроковим прогнозуванням.

2.2 Проведено аналіз методів багаточастотних сигналів на основі банків фільтрів. На підставі проведеного аналізу та порівняльної характеристики зроблено висновок про високу спектральну ефективність систем SMT і СМТ, що становить більше 99%. Безсумнівною перевагою даних технологій при цьому також є високий рівень енергетичної ефективності, який наближений до 100%. Разом із тим, класична технологія OFDM володіє на порядок низьким значенням обчислювальних витрат і в 5 разів меншим рівнем затримки порівняно з технологіями SMT та СМТ. Таким чином, цифрова обробка сигналів в цілому залежить від розвитку технологій обчислювальної бази і сигнальних процесорів, що безсумнівно буде визначати подальше впровадження технологій SMT та СМТ в нові стандарти безпроводового зв'язку.

2.3 Аналіз різних методів підвищення продуктивності СМЗ доводить, що ще не вичерпані ресурси існуючих технологій. Найбільш освоєними є частотно-часові ресурси, і їх подальше освоєння дозволяє отримати значний позитивний ефект. До числа перспективних слід віднести сигнальні методи SMT і СМТ, які порівняно з OFDM дозволяють забезпечити підвищення продуктивності системи на 10-15%.

2.4 Іншим перспективним рішенням боротьби з багатопрореневістю в лініях СМЗ є еквалайзинг, що дозволяє поліпшити умови прийому і отримати вигоду, еквівалентний збільшенню відношення сигнал/шум,  $h^2 \geq 5-7$  дБ. Розглянута спільна схема ітеративної еквалізації і оцінки багатопрореневого каналу. На відміну від традиційних схем еквалізації у часовій області із зворотнім зв'язком за рішеннями, які застосовуються в системах з модуляцією на одній несівній, схема з еквалізацією в частотній області має меншу складність завдяки поблочній обробці

даних і застосування ШПФ. Запропонована схема оцінки параметрів каналу, незначно поступається схемі з ідеально відомими параметрами (менше 1 дБ). Однак схема еквалізації в частотній області має обмеження на максимальну швидкість зміни каналу (частоту доплерівського зсуву), яку може відстежувати схема адаптивної оцінки каналу. Таким чином, дана схема еквалізації і оцінки каналу підходить для помірно мінливих каналів з відносно високим ВСЗШ. Використання еквалізації при прийомі OFDM сигналів мобільною станцією з урахуванням виграшу ВСЗШ на 5-7 дБ призводить до ефективного збільшення пропускної здатності каналів зв'язку на величину 15-20%.

2.5 У роботі поряд із централізованими методами доступу, що реалізуються на базі центрального процесора, розглянуто метод децентралізованого доступу з використанням технології P2P, коли відповідно до надходження заявки від АС мережею виділяється необхідний ресурс незалежно від інших заявок, що дає можливість істотно підвищити продуктивність і надійність доступу. Запропоновано математичну модель управління потоком фрагментів в піринговій мережі P2P-TV при передачі відеоконтенту з використанням критерію мінімуму сумарної втрати часу на обслуговування  $N$ -фрагментів інформаційної послідовності. Отримане рішення приводить до процедури динамічного програмування.

2.6 Перевагами використання пірингової технології є: можливість істотно знизити навантаження на мережу, зберегти якість переданого контенту, організувати прямі трансляції з мінімальними затримками та ін. Розглянуто особливості побудови математичних моделей пірингових мереж стосовно до структурних та функціональних її характеристик. Типовими структурними моделями пірингових мереж є накладені оверлейні мережі побудовані по деревоподібному або сітчастому типу. Функціональні моделі відображають стан пірингових мереж, для чого можна використовувати усереднені ймовірнісні характеристики, які відображаються в моделях масового обслуговування. Однак адекватною моделлю, що відображає динаміку цих мереж, є рекурсивні уявлення в просторі станів. Функціональні математичні моделі можуть бути побудовані з позиції макропредставлення мережі, які відображають стан  $n$  – користувачів, що переглядають  $m$  – каналів.

Мікропідхід ґрунтується на розгляді оптимізації задачі завантаження буфера фрагментами контенту. При проміжному підході слід розглядати модель активності використання відповідного каналу.

2.7 Отримано два види функціональних моделей пірингових мереж. Перша модель на основі теорії масового обслуговування відображає стан  $n$ -ого користувача  $m$ -ого каналу. Таку модель можна розглядати як модель апіорного стану, яка може бути використана при плануванні мережі. Друга диференціальна модель відображає динамічні властивості пірингової мережі й може розглядатися як модель апостеріорних станів. Ця модель може бути використана для відображення і організації контролю завантаження і перерозподілу ресурсів мережі.

## **РОЗДІЛ 3**

### **ВИКОРИСТАННЯ ПРОСТОРОВИХ МЕТОДІВ ДЛЯ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ**

Просторові параметри мають важливу роль при створенні інфраструктури і в процесі функціонування систем мобільного зв'язку. З їх допомогою вирішується задача розташування мережевих елементів (приймачів, передавачів, антен) в просторі і на поверхні землі, забезпечується поляризаційне узгодження, спрямованість випромінювання електромагнітної хвилі (ЕМХ) в потрібному стереокуті, забезпечується електромагнітна сумісність, завадозахищеність у багатопробієвих каналах, що завмирають, та ін. В перерахованих задачах просторові параметри використовуються в пасивному варіанті. Вони закріплюються за відповідними об'єктами і не змінюються тривалий період. Відомо, що перехід від використання закріплених ресурсів до надання їх на вимогу, у міру зміни ситуації, зазвичай пов'язане зі значним збільшенням продуктивності тієї чи іншої системи.

Розглянемо особливості використання просторових параметрів і оцінимо позитивний ефект, який представлений їх раціональним застосуванням.

До числа робіт, опублікованих автором за даною тематикою, слід віднести [91-98].

#### **3.1 Методи підвищення продуктивності мобільних мереж шляхом розвитку мережевої інфраструктури**

##### **3.1.1 Аналіз ефективності використання фемтостільників**

Важливим способом збільшення пропускної здатності мереж є розвиток мережевої просторової інфраструктури. Однак зазначені тенденції вимагають

принципово нових підходів для економічно ефективного розвитку цієї інфраструктури.

Одним із ключових напрямків у цій області є використання фемтостільників, а також традиційних мікро- і макромереж. Точки доступу фемтостільникового мобільного зв'язку (FAP) є невеликими, недорогими і малопотужними і можуть бути встановлені або кінцевим користувачем, або постачальником послуг і, як правило, займають дозволений спектр і підтримують IP-з'єднання.

В останні роки промисловість стала активно випускати точки доступу фемтостільникової мережі (FAPs), оскільки вони володіють малим радіусом дії і в складі макромережі базових станцій зі стандартними радіусами мобільного зв'язку стає можливим збільшення пропускної здатності для користувача макромережі (рис.3.1).

Ідеологія використання технології фемтостільників були розроблені комітетами по стандартизації на популярних форумах 3GPP, 3GPP2, WiMAX і є висококласним технологічним рішенням у задачах підвищення пропускної здатності систем безпроводового зв'язку різних стандартів. Основні переваги даних технологій проявляються в наступному:

- 1) оптимальне радіопокриття всередині будівель і приміщень;
- 2) енергозберігаючі властивості акумуляторних батарей абонентських станцій (MS) в умовах малих радіусів зон радіопокриття;
- 3) розширення спектру додаткових видів послуг, інформаційних послуг, у зв'язку з розташуванням FAPs в безпосередній близькості від абонентських станцій домовласників (розумний будинок та ін.);
- 4) можливість подальшого розвитку інфраструктури мережі на основі принципів самоорганізації багатоканальних багатоінтерфейсних систем (гетерегонні, adhoc, MANET, mesh-мережі).

Ключовим питанням даного десятиліття є оптимізація пропускної здатності каналу в безпроводових мережах четвертого покоління (LTE, WiMAX). Актуальною стає задача розробки методики розрахунку і планування



фемтостільникового зв'яз-ку. На сьогодні вже відомий ряд методів, заснованих на передових багатоантенних технологіях МІМО, використанні адаптивних антенних систем, фазованих антенних решітках, смарт-антен поряд із застосуванням методів частотно-територіального планування (від макро- до піко- і фемтостільників), які дають можливість забезпечити кращі показники за якістю обслуговування користувачів.

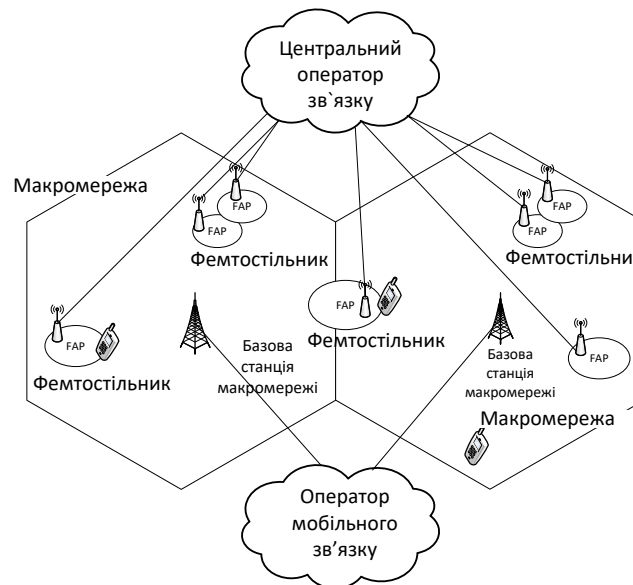


Рис.3.1. Ієрархія фемто- і макростільників

У рамках вирішення проблеми побудови методики планування мережі з використанням фемтостільників, на сьогодні не існує загальної моделі для прогнозування поширення сигналу, особливо при реалізації фемтостільників в приміщеннях будівель. Особливу роль у даному випадку відіграє середовище поширення сигналу і всілякі перепони на шляху його поширення: меблі, люди під час руху, стіни і перекриття будівлі різної товщини, вікна та ін. предмети.

Сигнально-завадова обстановка в мережах мобільного зв'язку оцінюється в умовах електромагнітних впливів як внутрішньосистемного, так і межсистемного характеру, і ключовим питанням є оцінка якості обслуговування абонента, пропускної здатності і швидкості передачі даних у каналі. На дані показники певною мірою впливають фактори, пов'язані з розташуванням абонента в зоні

радіопокриття антени макромережі із забезпеченням необхідного ВСЗШ для розглянутого стандарту мобільного зв'язку. Однак, коли мобільні користувачі наближаються до кордонів осередку роботи базової станції, або знаходяться всередині будівель, значення ВСЗШ може зменшитися до рівня -3 дБ. Це означає, що обладнання користувачів не отримує необхідний рівень потужності корисного сигналу у зв'язку з загасанням електромагнітної енергії або піддаються істотному впливу взаємних завад, що позначається на зменшенні швидкості прийому/передачі даних. Включення точок доступу FAP, завади між фемтостільниками і (або) піко- фемтостільниками і їх взаємодію з базовими станціями макромережі залишається ключовою проблемою оцінки пропускної здатності і спектральної ефективності каналу зв'язку, яка потребує вирішення [99-101].

Будемо розглядати макромережі, що складаються з  $\tilde{M}$  – станцій макроелементи мережі (mMS) і взаємодіючих з базовою станцією макромережі (mBS).

У разі рівної пропускної здатності для кожної з mMS смуга визначається як  $\Delta F_{m,i} = \Delta F_{mac} / \tilde{M}$ . Пропускна здатність каналу mMS в разі відсутності фемтостільника, можна представити у вигляді

$$C_{m,i}^{(nf)} = \frac{\Delta F_{mac}}{\tilde{M}} \log_2 \left( 1 + \frac{\tilde{M} P_{m,i}}{\Delta F_{mac} N_0} \right), \quad (3.1)$$

де  $P_{m,i}$  – потужність на прийомі для  $i$ -й mMS;

$N_0$  – рівень теплового шуму;

$\Delta F_{mac}$  – позначає доступну смугу спектру для макроелемента мережі.

При побудові фемтостільників як правило розглядають три різних режиму їх розгортання, що істотно впливає на пропускну здатність каналу користувачів як макроелементів, так і самих фемтостільників:

1. Розподіл виділеного спектру (DSA) - фемтостільника (FAP) використовують виділений діапазон, який не використовується в макромережі. В

цілому, такий режим в основному усуває потенціальні внутрішньосистемні завади від решти макромережі, однак частотні ресурси при цьому використовуються неефективно.

2. Розподіл загального спектру (SSA) - FAP вживає ті самі частоти, що і макромережа.

3. Відкрита група користувачів (OSG) - всі MSs мають доступ до обслуговування FAP. Для мереж фемтостільників відкритого доступу можливо приєднання будь-якого з mMS. З іншого боку, конкретний mMS, який приєднується, обмежується певною групою. Таким чином, конкретна мережа фемтостільників може отримати суттєві завади від приєднання mMS знаходиться в суміщеному каналі, оскільки допуск до мережі по основному каналу доступу йому надано не буде.

4. Закрита абонентська група (CSG) - FAP доступний лише для локальної групи користувачів, що знаходяться всередині приміщення, у відповідно до встановленого списку доступу.

5. Проаналізуємо дані режими.

6. У режимі виділеного каналу пропускна здатність для станцій макромережі визначається як:

$$C_{m,i}^{(nf)} = \frac{\Delta F_{mac} - \Delta \tilde{F}_{fem}}{M} \log_2 \left( 1 + \frac{MP_{m,i}}{(\Delta F_{mac} - \Delta \tilde{F}_{fem})N_0} \right), \quad (3.2)$$

де  $\Delta \tilde{F}_{fem}$  – смуга пропускання фемтостільників;

$i$  – індекс mMS;

$M < \tilde{M}$  – число мобільних станцій зв'язку, об'єднаних з макростільником.

Число користувачів  $(\tilde{M} - M)$  не використовують частотний ресурс макромережі. Очевидно, що пропускна здатність макроелементів може бути збільшена при зменшенні виділяється частотного ресурсу для фемтостільників  $\Delta \tilde{F}_{fem}$  (рис.3.2).

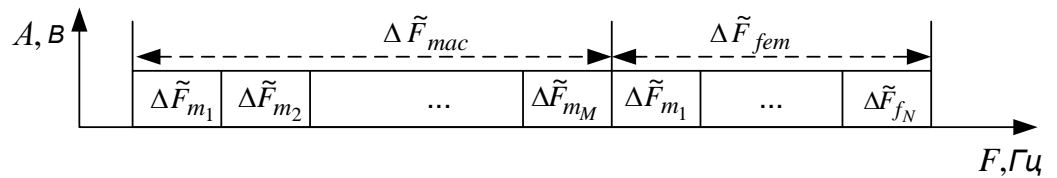


Рис.3.2. Режим виділеного спектру DSA

Пропускна здатність мобільної станції фемтостільника (fMS) з виділеним каналом

$$C_{m,i}^{(nf)} = \frac{\Delta\tilde{F}_{fem}}{N} \log_2 \left( 1 + \frac{NP_{m,i}}{\Delta\tilde{F}_{fem} N_0} \right), \quad (3.3)$$

де  $N$  – кількість користувачів фемтостільників;

$P_{f,i}$  – потужність сигналу від БС фемтостільників (fMS);

Смуга пропускання для кожного користувача фемтостільника може бути такою ж як і для користувачів макромережі  $\Delta\tilde{F}_{fi} = \frac{\Delta\tilde{F}_{fem}}{N}$ .

Режим використання, розподіл загального спектру (SSA) дає можливість більш ефективно використовувати наявний спектр, оскільки абоненту не потрібно шукати доступні канали в осередку в різних діапазонах частот, однак в даному режимі можливе істотне збільшення взаємних завад між користувачами фемтостільників і макромережі (рис.3.3).

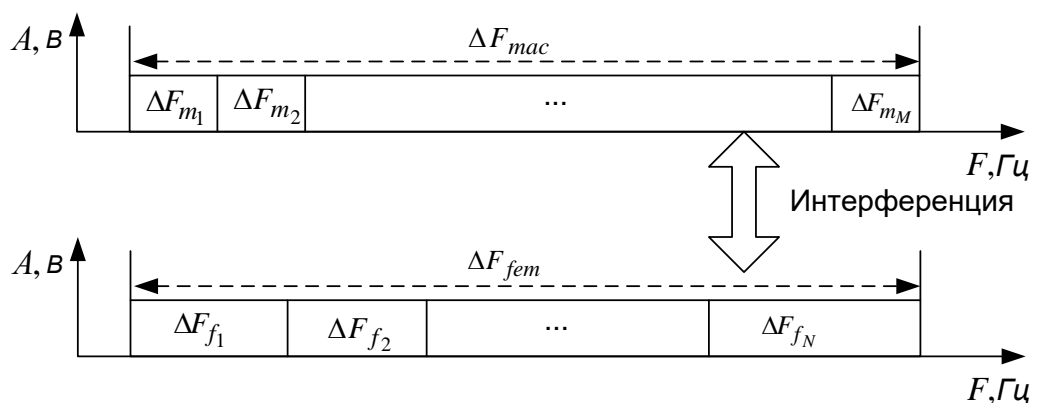


Рис.3.3. Режим загального спектру SSA

### **3.1.2 Результати аналізу використання фемтостільників при різних сценаріях**

Далі досліджуємо вплив розміщення FAP в мережі. Для цього в моделюванні були включені два відмінних підходи розгортання FAP (CSG – закрита група; OSG – відкрита група користувачів).

а) негативний сценарій (рис.3.4 а), де 75% центральних і 25% граничних користувачів визначені як фемтокористувачі;

б) позитивний сценарій (рис.3.4 б), де 20% центральних і 80% граничних користувачів – фемтокористувачі.

Аналіз динаміки стану мобільного зв'язку і досвід практичного використання фемтостільників показав ряд властивостей таких мереж:

1) незалежно від відсотка розгортання фемтостільників відбувається збільшення пропускної здатності;

2) у разі розташування меншої кількості користувачів абонентської ємності стільника у відносній близькості від БС (FAP) отримують від БС високу потужність сигналу, а більшу кількість користувачів, при віддаленні від центру стільника і які можуть знаходитися на кордонах стільника, отримують меншу потужність у зв'язку з її ослабленням в каналі, що в цілому означає позитивний сценарій з точки зору підвищення пропускної здатності;

3) розташування більшого числа FAP у центральному радіусі БС, де потужність сигналу БС висока, викликає вкрай високі і небажані завади. На кордонах стільників, при використанні меншої кількості FAP, передбачається поліпшення сигналу FAP, проте цього не відбувається.

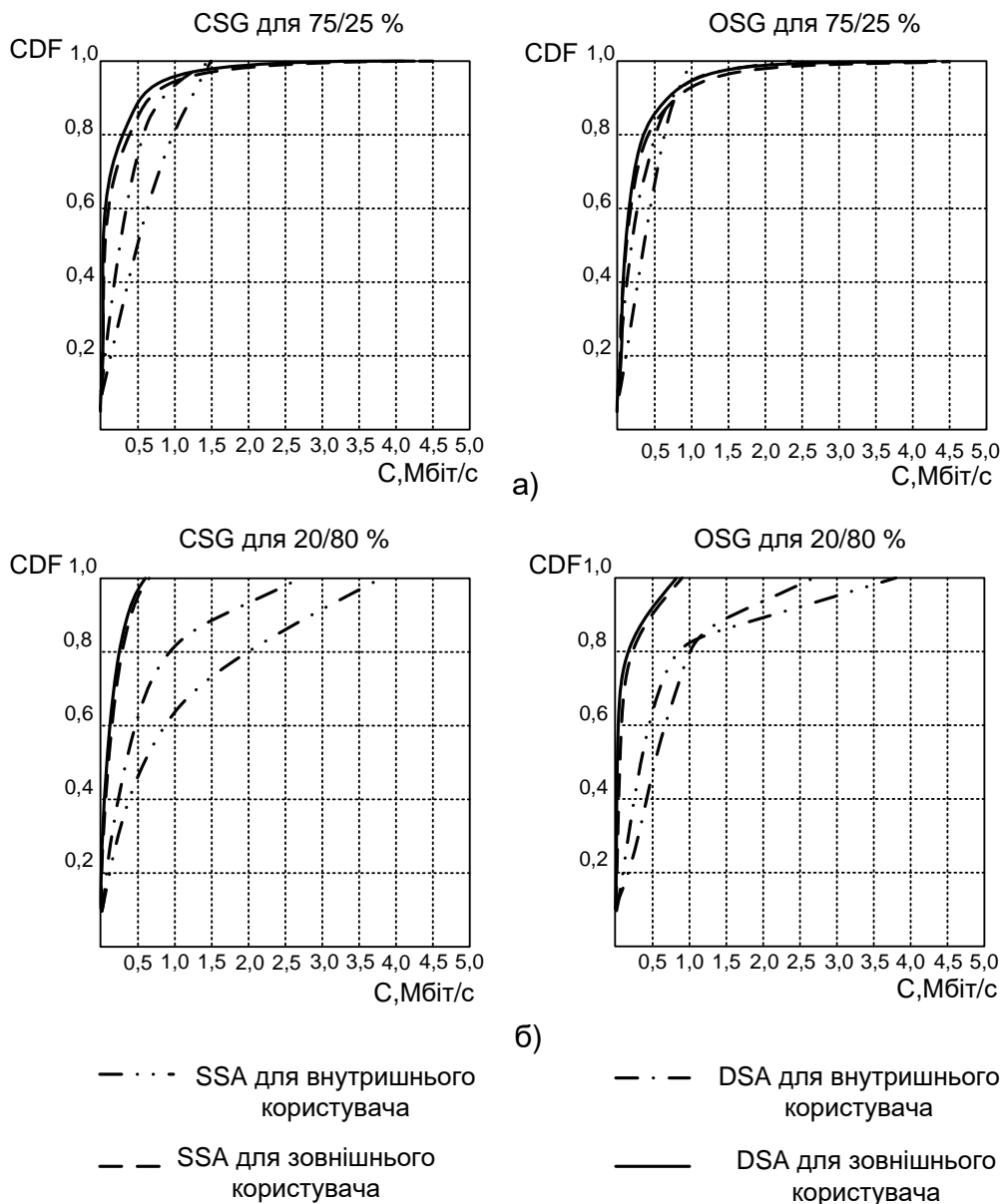
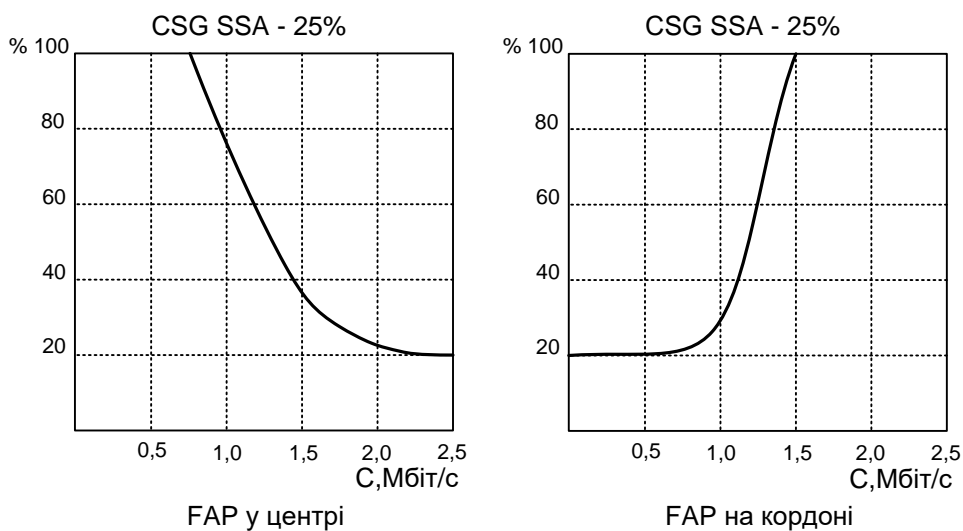


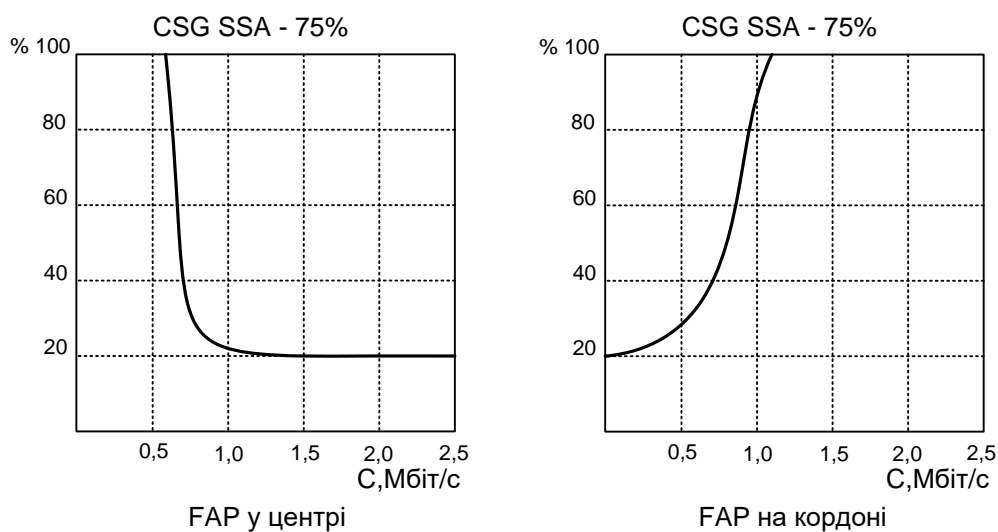
Рис.3.4. Пропускна здатність при негативному (а) і позитивному (б) сценарії для чотирьох користувачів у приміщенні (зліва) і на вулиці (праворуч)

З рис.3.5 представлені залежності розміщення FAP в центрі.



а)

Рис.3.5. Відсоток користувачів і пропускна здатність при 25% -м (а) і 75% -м (б) розгортанні для CSG SSA



б)

Рис.3.5. (Продовження) Відсоток користувачів і пропускна здатність при 25% -м (а) і 75% -м (б) розгортанні для CSG SSA

З аналізу рис.3.5 видно, що збільшення відсотка користувачів у приміщенні в мікростільниках призводить у загальному випадку до зменшення пропускної здатності каналу (від 0,8-1,3 до 0,51 Мбіт/с) внаслідок загасання сигналу при проникненні через стіну, яка сильно знижує його потужність.

Така ж ситуація спостерігається для OSG SSA (рис.3.6).

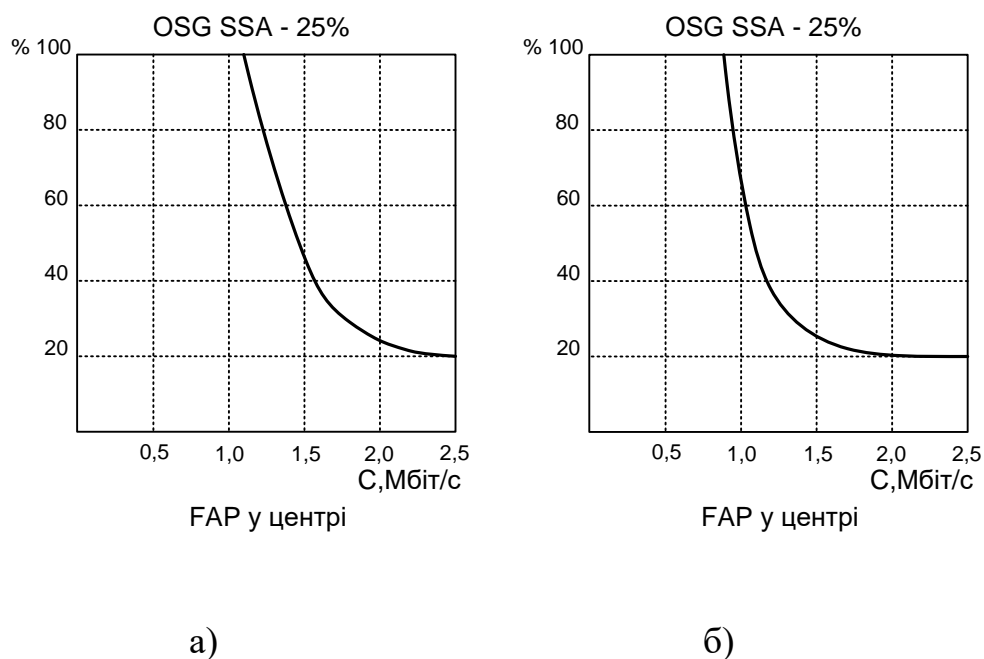


Рис.3.6. Відсоток користувачів і пропускна здатність при OSG SSA

На рис.3.7, а і б представлені результати для CSG DSA, що показують ту ж ситуацію, що і для користувачів у центрі стільників. Різниця з'являється лише для користувачів на кордоні (рис.3.7, в) – тут тенденція менш помітна.

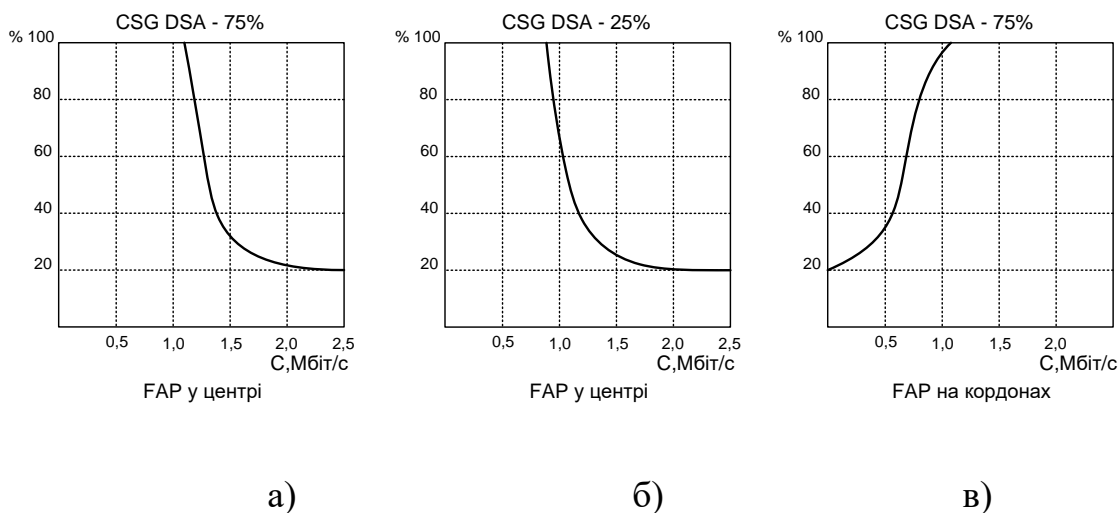


Рис.3.7. Відсоток користувачів і пропускна здатність при CSG DSA для 75% (а) і 25% (б) користувачів в центрі і для 75% (в) на кордоні



При SSA для всіх користувачів діапазон однаковий, оскільки завади виникають від усіх передавачів у радіусі користувача, в той час як для DSA завади менше через виділений діапазон. Якщо детально проаналізувати формулу ємності, то видно, що на неї впливають кілька параметрів:  $I$  - інтерференція,  $B_w$  - пропускна здатність,  $d$  - відстань,  $RSSI$  - індикатор потужності одержуваного сигналу. При SSA незалежно від того, чи є користувач фемто- або пікокористувачем, інтерференція, відстань і пропускна здатність залишаються колишніми. Це відбувається через те, що вони ділять один діапазон. В даному випадку змінюється лише параметр  $RSSI$  (індикатор потужності одержуваного сигналу), коли фемто- або пікокористувач знаходиться на потрібному місці щодо антени BS. Зауважимо, що чим більше фемтокористувачів на кордоні, тим вища загальна потужність сигналу.

При DSA ситуація складніша. Коли відстань залишається колишньою, пропускна здатність і інтерференція змінюються при різних відсотках розгортання фемтостільників. Це відбувається через виділений діапазон. При зростанні розгортання FAP інтерференція користувачів пікостільники падає, а для користувачів фемтостільників – зростає, і навпаки. На додаток варто відзначити, що збільшення FAP зменшує пропускну здатність для користувачів фемтостільників і збільшує для користувачів пікостільників (рис.3.8).

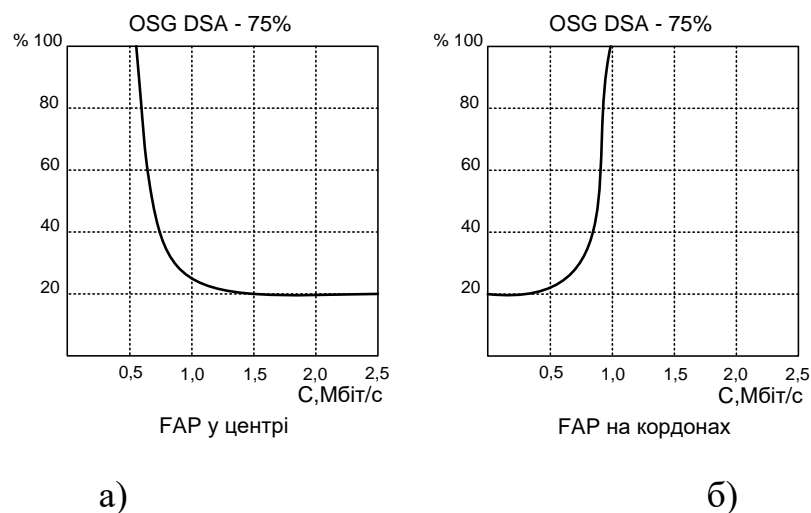


Рис.3.8. Відсоток користувачів і пропускна здатність при OSG DSA: FAP в центрі (а) і на кордоні (б)

З розглянутих графіків слідує, що включення FAP в центр мікростільники призведе до збільшення шумів і завад, а також до зниження потужності сигналу. Доцільне розгортання більшої кількості FAP на кордонах, що призведе до помітного збільшення середньої пропускної здатності каналу для кожного користувача на 20%.

Для знаходження оптимальної конфігурації розгортання може бути використаний метод прямого перебору точок установки, що значно ускладнює вирішення.

Крім того, необхідно врахувати наступні зауваження:

1. Підсилення загального ставлення С/І мережі не завжди призводить до збільшення пропускної здатності, особливо за умови оптимального (або достатнього) розміщення FAP.

2. Виявити тенденцію поведінки мережі в залежності від процентного розгортання FAP. Менша кількість користувачів у центрі не повинна використовувати FAP, проте для користувачів на кордонах розгортання FAP раціонально.

### **3.1.3 Методика проектування фемтостільників з використанням методів оптимізації упаковки**

При установці фемтостільників виникають різні ситуації, пов'язані з потребою поліпшення якості обслуговування споживачів. У попередньому підрозділі 3.1.1 були розглянуті випадки використання фемтостільників для полегшення доступу на кордонах зони обслуговування БС. Часто виникає необхідність установки відокремленої точки доступу в важкодоступному місці, де електромагнітна хвиля (ЕМВ) доходить сильно ослабленою: в переході, за перепоною, в будинку та ін. В той же час досить типовими є ситуації, коли виникає потреба розташування групи точок доступу, наприклад поблизу і всередині ділових центрів, об'єктів масового перебування народу, в багатоповерхових будинках та ін. Виникає необхідність лінійної установки, установки на площині або в тривимірному просторі зазначених точок доступу

фемтостільників. Таким чином, виникає задача розміщення в зоні обслуговування БС точок доступу фемтостільників, як одиночних об'єктів, так і об'єктів, розташованих у лінію на площині або в структурі зони дії (ЗД) БС (рис.3.9).

Очевидно проектування розміщення одиночної точки доступу (ТД) не викликає труднощів. Однак при проектуванні установки 2-х і більше ТД – потрібно те чи інше обґрунтування. В якості такого обґрунтування можуть бути: потреба максимально щільного покриття фемтостільників, мінімізації кількості фемтостільників, перерозподілу трафіку в різні періоди діяльності.

Таке завдання успішно вирішується при невеликій кількості фемтостільників 2-5 шляхом прямого перебору варіантів розміщення. Однак зі збільшенням їх кількості завдання розміщення стає *NP*-повним і пряме його рішення є проблематичним.

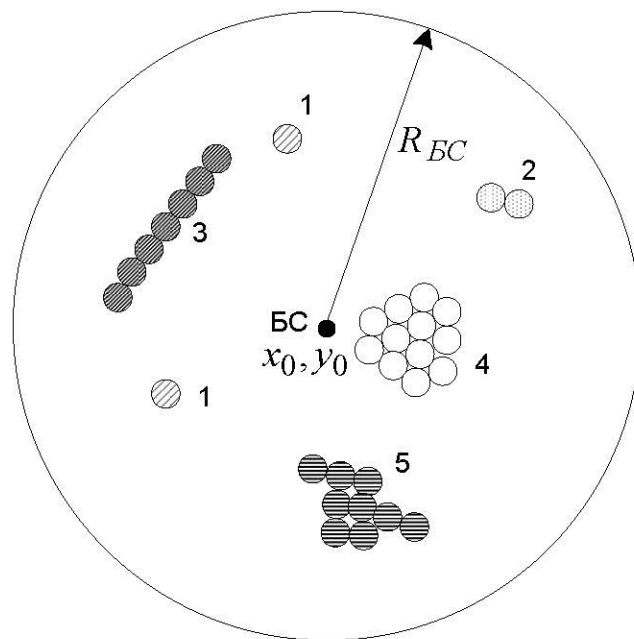


Рис.3.9. Приклад розміщення фемтостільників в зоні обслуговування БС з координатами  $\{x_0, y_0\}$  і радіусом  $R_{БС}$ : 1- одиночне розташування; 2 - група з двох фемтостільників; 3 - лінійне розташування фемтостільників; 4 - компактна група; 5 - складна структура

Координати кожної  $i$ -ї точки доступу фемтостільників  $\{x_i, y_i\}$  або в 3-х мірному просторі  $\{x_i, y_i, z_i\}$ . При радіусі зони обслуговування фемтостільників  $R_{\phi}$ , координати її на площині

$$(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 = R_{\phi}^2, \quad (3.4)$$

в 3-х мірному просторі

$$(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2 = R_{\phi}^2. \quad (3.5)$$

Зона обслуговування кожної фемтостільника залежить від навколишнього оточення, від наявності перевипромінювачів, завод, затемнень [102,103].

При плануванні зон обслуговування, їх структуру представляють у вигляді кіл або шестигранних стільників. У нашому випадку (3.4), (3.5) зона представляється колом або кулею. З огляду на великий розкид розрахункових рівнів поля електромагнітної хвилі (ЕМХ) всередині зони – форма апроксимуючої фігури може бути будь-якою аксіально симетричною: рівнобедрений багатокутник, квадрат, куб, куля та ін. При плануванні фемтостільників всередині будівлі більш адекватною є геометрична фігура у вигляді куба – контур або обсяг приміщення, в якому розміщується група фемтостільників.

Контур або обсяг, в якому розміщується група фемтостільників можуть мати різну досить складну конфігурацію, що ускладнює вирішення задачі покриття.

Якщо уявити даний обсяг або площину у вигляді контейнера, то виникає задача упаковки об'єктами (фемтостільниками) аксіально симетричними фігурами даного контейнера.

Є велика кількість наближених методів упаковки контейнерів об'єктами різної конфігурації:

– генетичні алгоритми оптимізації упаковки прямокутних об'єктів [104,105];

– послідовно - одиночного розміщення кіл різних радіусів [106–108];

- методи упаковки циліндрів на основі  $\phi$ -функцій Стояна [109];
- геометричній комбінаторики [110];
- генетичний метод [111];

З огляду на феноменологічний характер запропонованих методів, зіставлення їх за ефективністю представляється обмеженим. Можна організувати їх попарне порівняння за критеріями обчислювальної складності для одних і тих же умов, за критеріями повноти покриття та ін. Проте значний рівень невизначеності щодо розподілу поля ЕМХ навряд чи дозволить отримати достовірні результати.

Тому вибір того чи іншого методу визначається контекстом розв'язуваної задачі. Ми вибираємо метод одиночного приєднання об'єкту на основі логічного вибору [106-108].

У цьому випадку точка об'єкта, найбільш віддалена від початку координат контейнера, матиме координати:

$$(x_{ij}^1 + w_i^1; x_{ij}^2 + w_i^2; \dots; x_{ij}^D + w_i^D). \quad (3.6)$$

Наприклад, положення прямокутного об'єкта в контейнері визначається координатами його лівого верхнього кута.

Необхідно розмістити всі об'єкти в заданому числі контейнерів при виконанні всіх умов коректного розміщення:

- 1) упаковані об'єкти не перекривають один одного, тобто

$$\forall_j \in [1; N], \forall d \in [1; D], \forall_i, \forall_k \in [1; n], i \neq k, \quad (3.7)$$

$$(x_{ij}^d \geq x_{kj}^d + w_k^d) \vee (x_{kj}^d \geq x_{ij}^d + w_i^d).$$

- 2) упаковані об'єкти розміщуються в межах контейнерів, тобто

$$\forall_j \in [1; N], \forall d \in [1; D], \forall_i \in [1; n], \quad (3.8)$$

$$(x_{ij}^d \geq 0) \wedge (x_{ij}^d + w_i^d \leq W_j^d).$$

Процедура розміщення ТД всередині контейнерів (зон обслуговування) зазвичай починається з прив'язки контейнера до системи координат і вказівки різних точок (вузлів), по відношенню до яких проводиться приєднання ТД. Положення  $k$ -го вузла в  $D$ -вимірному контейнері описується вектором

$$X_k = \{x_k^1, x_k^2, \dots, x_k^D\}. \quad (3.9)$$

При проектуванні фемтостільників на площині утворюється  $j$  контейнерів, всередині яких далі відбувається упаковка.

При розміщенні фемтостільників в будівлі відбувається поділ на  $i$  – рівнів, що відповідають поверховості, на кожному з яких формується свій контейнер  $x_i^d$ ,  $d \in D$ . Положення  $i$ -го контейнера щодо початку координат представимо як  $Q(x_i^d)$ .

При розміщенні ТД в контейнері формуються нові рівні.

Наприклад, при приєднанні об'єкта з габаритними розмірами  $\{w^1, w^2, \dots, w^D\}$  до вузла з координатами  $\{x^1, x^2, \dots, x^D\}$  уздовж кожної осі  $\forall d \in [1; D]$  контейнера утворюється нові рівні  $X_k^d : Q(X_k^d) = x^d + w^d$ , причому  $\exists X_j^d : Q(X_j^d) > Q(X_k^d), Q(X_{j-1}^d) < Q(X_k^d)$  (рис.3.10).

Для визначення можливості приєднання об'єкта з габаритними розмірами  $\{w^1, w^2, \dots, w^D\}$  до вузла з координатами  $\{x^1, x^2, \dots, x^D\}$  визначається положення розміщення об'єкта щодо всіх раніше розміщених об'єктів, які перетинають хоча б один рівень з набору  $[X_{i1}^d, X_{i2}^d] \forall d \in [1; D]$ , де  $X_{i1}^d : Q(X_{i1}^d) = x^d$  і  $X_{i2}^d : Q(X_{i2}^d) \geq x^d + w^d$ ,  $Q(X_{i2}^d) < x^d + w^d$ .

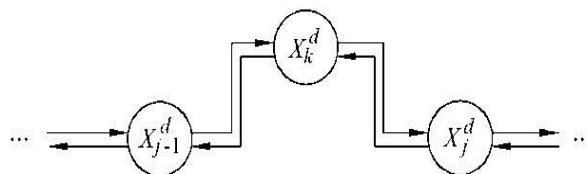


Рис.3.10. Процес додавання нового рівня в двохзв'язному списку рівнів контейнера

На основі методу одиночного приєднання об'єктів і аналізу залишку вільного простору  $i$ -го контейнера побудуємо алгоритм пошуку і видалення вкладених потенційних контейнерів.

Наприклад, при приєднанні прямокутного об'єкта з габаритними розмірами  $w_1 \times w_2$  до розташованого в точці  $\{0;0\}$  вузла порожнього двовимірного контейнера з габаритними розмірами  $W_1 \times W_2$ , в кутах розміщеного об'єкта формуються нові вузли, що містять віртуальні об'єкти, що описуються векторами  $P_2 = \{W_1 - w_1; W_2\}$ ,  $P_3 = \{W_1 - w_1; W_2 - w_2\}$  і  $P_4 = \{W_1; W_2 - w_2\}$ .

Алгоритм розміщення заданої послідовності ортогональних об'єктів в одному контейнері при використанні моделі «віртуальні об'єкти» представлений у вигляді блок-схеми на рис.3.11.

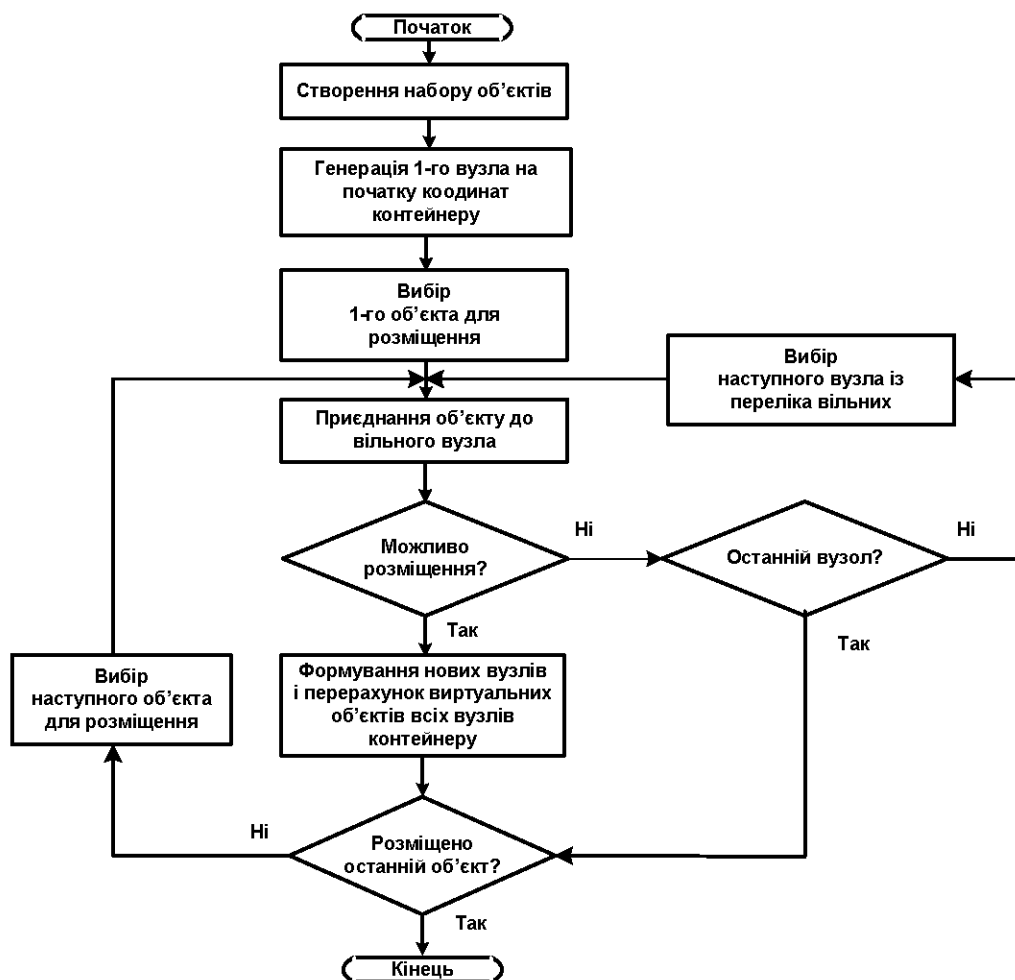


Рис.3.11. Алгоритм розміщення ТД фемтостільників (модель «віртуальні об'єкти»)

Розглянемо процес ортогонального розміщення ТД  $i$  з габаритними розмірами  $\{w_i^1, w_i^2, \dots, w_i^D\}$  в точці  $\{x_i^1, x_i^2, \dots, x_i^D\}$   $D$ -мірного ортогонального контейнера.

При перекритті розміщується ТД потенційним контейнером  $k$  з габаритними розмірами  $\{p_k^1, p_k^2, \dots, p_k^D\}$ , розташованим в точці  $\{x_k^1, x_k^2, \dots, x_k^D\}$  контейнера, в просторі контейнера утворюються не більше  $2D$  нових потенційних контейнерів з двох наборів:

1) набір потенційних контейнерів з габаритними розмірами  $\{p_k^1, p_k^2, \dots, p_k^{d-1}, x_i^d - x_k^d, p_k^{d+1}, \dots, p_k^D\}$ , розташованих в точці  $\{x_k^1, x_k^2, \dots, x_k^d, \dots, x_k^D\}$  при виконанні умов перекриття  $x_i^d > x_k^d$  і  $x_i^d < x_k^d + p_k^d \quad \forall d \in [1; D]$ ;

2) набір потенційних контейнерів з габаритними розмірами  $\{p_k^1, p_k^2, \dots, p_k^{d-1}, x_k^d + p_k^d - x_i^d - w_i^d, p_k^{d+1}, \dots, p_k^D\}$  розмірами розташованих в точках  $\{x_k^1, x_k^2, \dots, x_k^{d-1}, x_i^d + w_i^d, x_i^{d+1}, \dots, x_k^D\}$  при виконанні умов перекриття  $x_i^d + w_i^d > x_k^d$  і  $x_i^d + w_i^d < x_k^d + p_k^d \quad \forall d \in [1; D]$ .

Модель потенційних контейнерів описує весь вільний простір контейнера, що виключає ймовірність утворення неконтрольованих локальних пустот контейнера.

Як приклад розглянемо прямокутний двомірний контейнер з габаритними розмірами  $\{L; H\}$ , що містить єдиний потенційний контейнер з габаритними розмірами  $\{L; H\}$ , розташований в точці  $\{0; 0\}$  контейнера. При розміщенні в точці контейнера  $\{x; y\}$  прямокутного об'єкта з габаритними розмірами  $\{l; h\}$  утворюються нові потенційні контейнери (рис. 3.12):

1) в точці  $\{0; 0\}$  – потенційні контейнери з габаритними розмірами  $\{L; y\}$  і  $\{x; H\}$ ;

2) в точці  $\{x+l; 0\}$  – потенційний контейнер з габаритними розмірами  $\{W-x-l; H\}$ , а в точці  $\{0; y+h\}$  – потенційний контейнер з габаритними розмірами  $\{L; H-y-h\}$ .



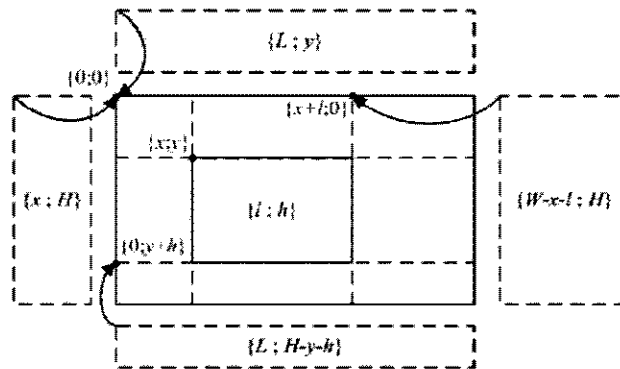


Рис.3.12. Потенційні контейнери двовимірного контейнера

Для перевірки коректності розміщення в деякій точці контейнера ТД з габаритними розмірами  $\{w_i^1, w_i^2, \dots, w_i^D\}$  необхідно виконати єдину перевірку розміщення цієї ТД цілком всередині потенційного контейнера, розташованого в точці розміщення:  $(w_i^d \leq p_k^d) \forall d \in [1; D]$ .

У процесі розміщення ТД в контейнері можливе утворення вкладених потенційних контейнерів, тому після розміщення кожної ТД  $i$  в контейнері  $j$  виконується алгоритм пошуку і видалення вкладених потенційних контейнерів. потенційний контейнер  $k_1$  є вкладеним у потенційний контейнер  $k_2$  (тобто, міститься цілком всередині потенційного контейнера  $k_2$ ), якщо виконуються умови:

$$x_{k_1}^d \geq x_{k_2}^d \text{ і } x_{k_1}^d + p_{k_1}^d \leq x_{k_2}^d + p_{k_2}^d \quad \forall d \in [1; D]. \quad (3.10)$$

На першому етапі алгоритму пошуку потенційних контейнерів формується список  $L_k$ , що складається з потенційних контейнерів  $k: \exists d \in [1; D]: x_k^d \leq x_i^d + w_i^d$ . Далі для кожної пари потенційних контейнерів  $k_1, k_2 \in L_k, k_1 \neq k_2$  виконується перевірка (1) на вкладеність одного потенційного контейнера в інший. Знайдені вкладені потенційні контейнери видаляються з контейнера  $j$ .

Алгоритм розміщення заданої послідовності ортогональних об'єктів в контейнерах при використанні моделі потенційних контейнерів представлений у вигляді блок-схеми на рис.3.13.

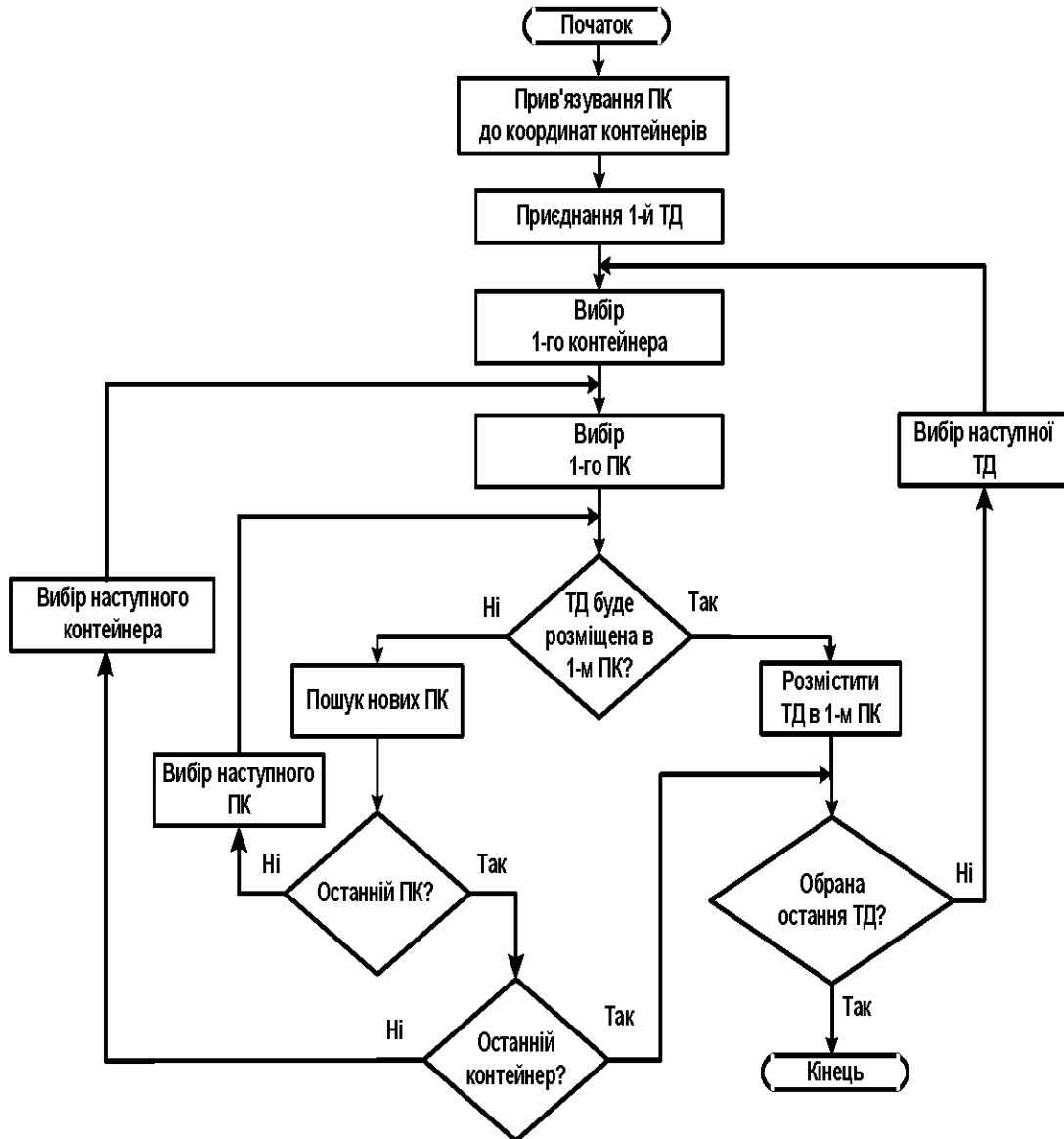


Рис.3.13 Алгоритм розміщення фемтостільників у моделі 3-х вимірних потенційних контейнерів.

Таким чином, розроблений метод планування розміщення фемтостільників у мережі збільшить продуктивність мережі в об'ємі впровадження кількості додаткових точок доступу і коефіцієнту повторного використання радіочастотного ресурсу.

### 3.2 Когнітивні радіотехнології

Істотно підвищити ефективність використання радіочастотного ресурсу дозволяє механізм динамічного управління спектром, згідно з яким вторинним користувачам, які не закріплені за даними частотним діапазоном надається можливість використовувати діапазони первинних користувачів, які закріплені за даним діапазоном на проміжок часу, поки даний діапазон не використовується первинним користувачем.

Технічна реалізація механізму динамічного управління спектром може бути здійснена тільки в так званих інтелектуальних радіосистемах, відмінною рисою яких є здатність отримувати і аналізувати інформацію про діючу на даний момент сигнально-шумову обстановку, одержувану з навколишнього радіосередовища, прогнозувати зміни каналу зв'язку і оптимальним чином переналаштовувати свої внутрішні параметри, адаптуючись до змін електромагнітної обстановки (ЕМО), автономно приймати рішення на основі зібраної за допомогою закладеної в моделі інформації про радіосередовище, навчатися і використовувати накопичену в процесі роботи інформацію. Для опису таких інтелектуальних радіосистем вчений Дж. Мітола (в 1999-2000 рр.) [113, 114] ввів поняття – когнітивне радіо (Cognitive Radio, CR).

Для знаходження вільного частотного ресурсу системи когнітивного радіо використовують [115,116]:

- дані про розподіл спектру частот на конкретній території;
- інформацію оперативного моніторингу спектра частот;
- службовий канал з метою оповіщення станцій когнітивного радіо про зайняття частотного ресурсу;
- дані з каналів синхронізації і управління первинної мережі.

Побудова систем за принципами когнітивного радіо, має на увазі використання не зайнятих в поточний момент ділянок спектру («білі плями») на вторинній основі і врахування особливостей сигналу первинної мережі для

забезпечення спільної роботи, при дотриманні головного критерію роботи – відсутність завад первинної мережі.

На існуючу макростільникову топологію мобільного зв'язку накладається взаємодоповнююча мікростільникова мережа, що працює в тих же частотних діапазонах - 900 і/або 1800 МГц (рис.3.14). Під макростільниковою мережею будемо розуміти діючу стандартну GSM-мережу в діапазонах частот 900 і/або 1800 МГц, під мікростільниковою - накладену мережу зв'язку з стільниками менших розмірів (50 - 300 м).

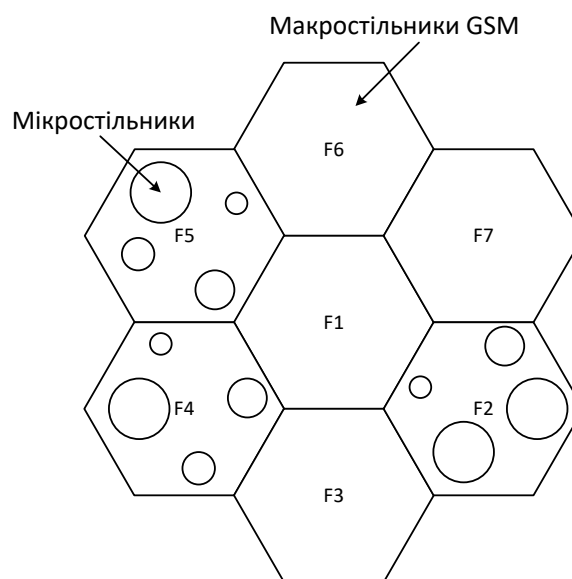


Рис.3.14. Накладення мікростільникової мережі на макростільникову

Розглянемо докладніше принцип топологічного суміщення мікростільникової і макростільникової мереж. В існуючих мережах на території кожної конкретної макростільниками діючої мережі використовуються в повному обсязі передбачені стандартом радіоканали, що дає можливість для роботи накладеної мікростільникової мережі на даній території задіяти вільні частоти за умови забезпечення електро-магнітної сумісності (ЕМС). Приклад спільного використання смуг радіочастот 880-915 і 925-960 МГц макростільникової мережі GSM і накладеної мікростільникової мережі наведено на рис.3.15.

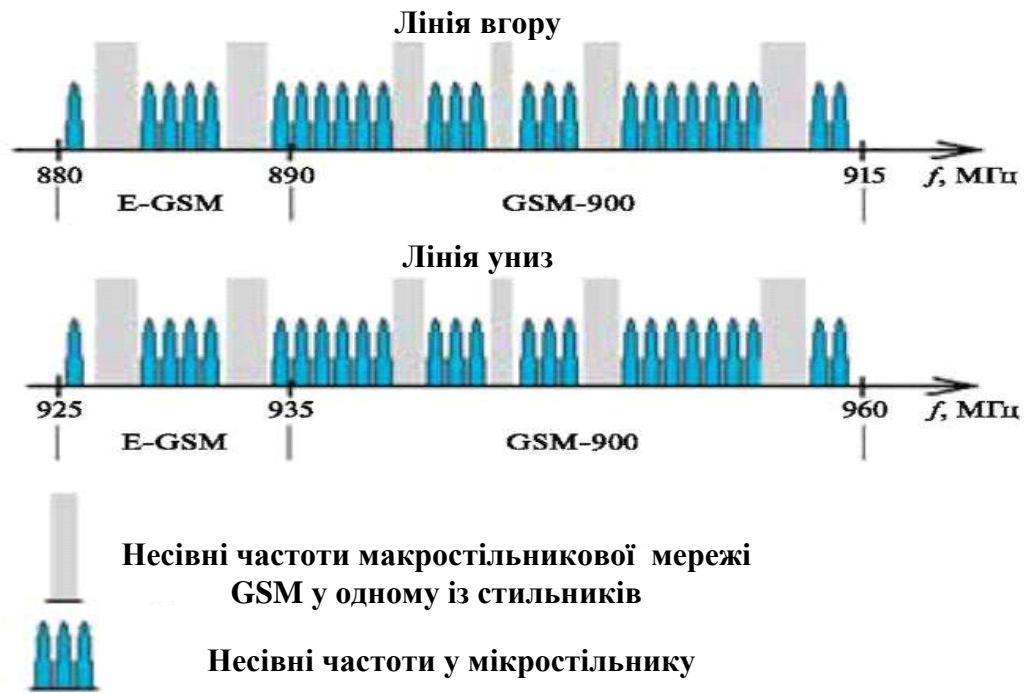


Рис.3.15. Приклад спільного використання смуг радіочастот макростільниковою мережею GSM і накладеної мікростільниковою мережею

Розглянемо два сценарії взаємодії двох мереж (рис.3.16):

- 1) БС мікростільникової мережі знаходиться поруч з АС макростільникової мережі;
- 2) БС мікростільникової мережі знаходиться поруч з БС макростільникової мережі.

Розрахунки проводилися при максимальному впливі БС у мікростільниковій мережі на АС і БС макростільникової мережі: АС макростільникової мережі максимально віддалена від БС макростільникової мережі, тобто знаходиться на межі зони обслуговування БС; БС мікростільникової мережі розташовується в безпосередній близькості від приймачів БС і АС макростільникової мережі. Так як OFDM-піднесивні, що збігаються з частотами, зайнятими GSM, не випромінюється, між робочими частотами даних мереж встановлюється частотний рознос. Виходячи з максимального захисного відношення до завади (в разі використання EDGE), стандартних значень параметрів обладнання GSM, для

коефіцієнта підсилення антени БС мікростільникової мережі 5 дБ, висоти її розміщення 30 м, для OFDM-сигналу, що складається з 10 піднесівних з розносом між ними 40 кГц, можна встановити залежність максимально допустимої потужності випромінювання БС мікростільникової мережі від відстані і частотного розносу для першого і другого сценаріїв (рис.3.17) [117].

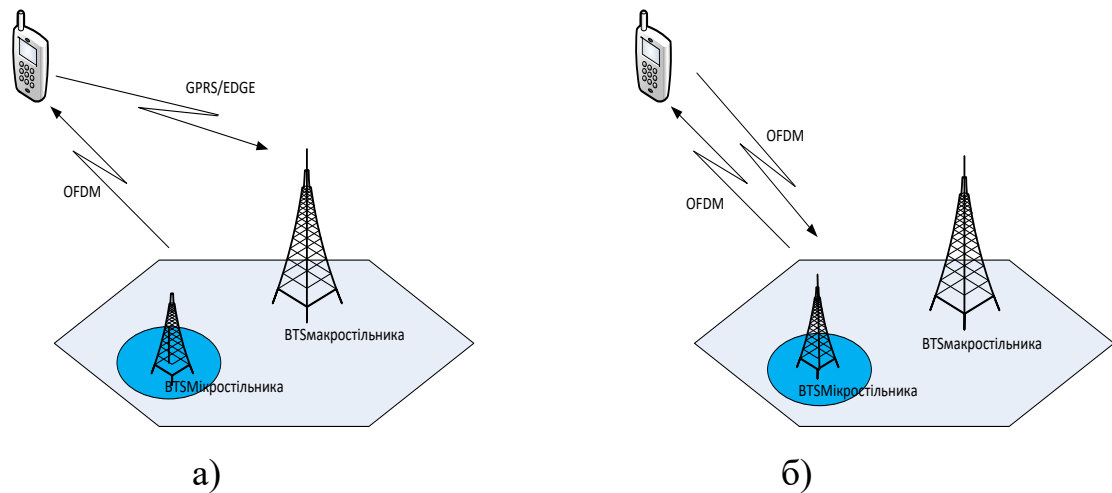


Рис.3.16. Використання OFDM

а) тільки на лінії вниз; б) на лінії вниз і на лінії вгору

При частотному розносі, рівному одному частотному інтервалу між OFDM-піднесівні (при зазначених умовах), допустима потужність випромінювання БС мікростільникової мережі при використанні частотного поділу каналів GSM може становити близько 100 мВт при незначному територіальному розносі.

Розглянуті варіанти побудови суміщених макростільникової і мікростільникової мереж на принципах когнітивного радіо дозволяють забезпечити паралельно з роботою основної мережі GSM передачу даних зі швидкістю в кілька десятків мега-біт в секунду в залежності від конфігурації діючої мережі GSM.

### 3.3 Пропускна здатність радіоканалу системи МІМО в умовах просторово-корельованих завмирань

Серед усього переліку параметрів сигналів, які визначаються в фізичному просторі: енергія, частота, час, простір, поляризація, найбільш інтенсивно використовуються перші три, з якими пов'язані основні види сучасних сигналів: модуляція з мінімальним зсувом (ММЗ), широксмугові сигнали (ШСС), послідовне перелаштування радіочастот (ППРЧ), мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM) та ін. За останні роки в задачах спрямованого випромінювання, рознесенного прийому, в технологіях МІМО, в адаптивних антенних решітках поряд з частотно-часовим стали використовуватися також просторові і поляризаційні параметри.

Разом з тим, застосування технології МІМО дозволяє в одному і тому ж спектрі збільшити швидкість передачі інформації в 1,2 ... 1,7 рази при розмірності [2x2] [108]. Таким чином, можна стверджувати, що використання технології МІМО є активним, хоча і менш ефективним в порівнянні з ПЧД.

На сьогоднішній день широко поширеним є використання технології МІМО, заснованої на просторово-часовому кодуванні. Так, при використанні на прийомі і передачі по дві антени теоретично можна збільшити пропускну здатність каналу в 2 рази

$$C = \Delta F \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_w} \right). \quad (3.11)$$

Реально вдається отримати 1,4 ... 1,5 раз, що є важливим результатом. Поряд з цим є ряд інших досить ефективних методів активного використання просторово-поляризаційних параметрів.

Так, замість двох антен, рознесених за просторовим принципом, аналогічний ефект дає використання 2-х антен з ортогональною поляризацією. Зосередження двох ортогонально поляризованих антен, розміщених в одному

електричному центрі, дозволяє реалізувати МІМО в каналах АС-БС.

Іншим варіантом використання антен є застосування просторового або поляризаційного рознесеного прийому. У типових для мобільних систем релеївських каналах 2-х кратний рознесений прийом, еквівалентний збільшенню відношення сигнал/шум на 15 ... 20дБ, що дозволяє збільшити пропускну здатність більш, ніж в 4-ри рази.

Найбільш ефективним способом використання просторового ресурсу є перехід до просторово-часового доступу, що здійснюється за допомогою багатопроменевої антени. При цьому пропускна здатність може бути збільшена за кількістю променів антени.

Технологія МІМО заснована на використанні декількох прийомних і передавальних антен в поєднанні з алгоритмами кодування і модуляції, широко застосовується в сучасних системах радіозв'язку [108,111]. Це пояснюється тим, що системи МІМО можуть забезпечити набагато більш високу пропускну здатність (ПЗ), ніж традиційні системи з однією передавальною і однією прийомною антеною SISO (Single Input Single Output – один вхід, один вихід) [112,113].

На жаль, виграш в пропускій здатності систем МІМО в порівнянні з традиційними системами SISO може помітно зменшитися через наявність в каналі зв'язку просторової кореляції завмирань [114, 115]. Тому при розробці систем МІМО необхідно враховувати просторову кореляцію завмирань в радіоканалі, що призводить до врахування великого числа параметрів каналу.

Розглянемо систему зв'язку МІМО з  $M$  передавальними антенами і  $N$  прийомними, в якій на вхід приймача надходить сигнал [119, 120]:

$$y = Hs + v, \quad (3.12)$$

де  $y$  – вектор сигналів розмірності  $N \times 1$ ;  $H$  – комплексна матриця каналу МІМО розмірності  $N \times M$ ;  $s$  – вектор переданих сигналів розмірності  $M \times 1$ ;  $v$  – гаусівський випадковий вектор розмірності  $N \times 1$  з нульовим середнім і



кореляційної матрицею;  $E[vv^H] = \sigma_n^2 I$ ;  $I$  – одинична матриця розмірності  $N \times N$ ;  $\sigma_n^2$  – дисперсія шуму; операція « $\cdot$ » позначає операцію ермітового сполучення. Повна потужність всіх сигналів, тобто потужність, яка випромінюється за допомогою всіх передавальних антен, дорівнює  $P = E[s^H s] = M \sigma_s^2$ , де  $\sigma_s^2$  – дисперсія сигналу, випромінюваного за допомогою однієї передавальної антени. Кожен елемент  $h_{ij}$  матриці  $H$  каналу МІМО є комплексним коефіцієнтом передачі від  $j$ -ї передавальної до  $i$ -ї приймальної антени. Відношення сигнал/шум в одній прийомній антені становить  $\rho = P/\sigma_n^2$ .

Пропускна здатність каналу зв'язку МІМО з комплексною матрицею  $H$  визначається співвідношенням [121]:

$$C = \log_2 \det \left( I + \frac{\rho}{M} H H^H \right) \quad (3.13)$$

яке представляє собою узагальнення відомої формули К. Шеннона [70] для каналу зв'язку МІМО.

Залежно від властивостей каналу зв'язку МІМО елементи матриці можуть піддаватися різним завмиранням. Ці завмирання можуть мати різні розподіли, наприклад, розподіл Релея або Райса. Крім того, в каналі зв'язку може відбуватися просторова кореляція завмирань, тобто елементи матриці можуть бути корельовані між собою. Це можна пояснити, наприклад, невеликою відстанню між антенами (ближче, ніж кілька десятків довжин хвиль). Завмирання за розподілом Райса зазвичай мають місце при прямій видимості між передавальними і приймальними антенами, релеївські – при її відсутності [119,120].

Для дослідження залежності пропускну здатності каналу зв'язку МІМО від рівня просторової кореляції завмирань було проведено моделювання в системі MATLAB. В якості критерію для порівняння пропускну здатності різних каналів зв'язку МІМО з завмираннями була використана середня пропускна здатність, що визначається співвідношенням:

$$C = \int_H \log_2 \left\{ \det \left( I + \frac{P}{M} R_r^{1/2} H R_r H^* (R_r^{1/2})^* \right) \right\} \times p(H) dH, \quad (3.14)$$

де усереднення проводиться по розподілу матриці  $H$  каналу МІМО  $h(H)$ . При цьому враховується, що елементи матриці  $H$  є незалежними гаусівськими випадковими величинами з однаковими дисперсіями і математичними очікуваннями. У разі релеївського замирання в каналі зв'язку математичні очікування дорівнюють нулю, а при замираннях за розподілом Райса вони визначаються інтенсивністю прямого променя і не дорівнюють нулю [122-124].

На рис.3.18 і 3.19 приведені нормовані залежності середньої пропускної здатності радіоканалу системи МІМО від коефіцієнта кореляції  $\gamma$  в умовах замирань за законом Райса [125-127].

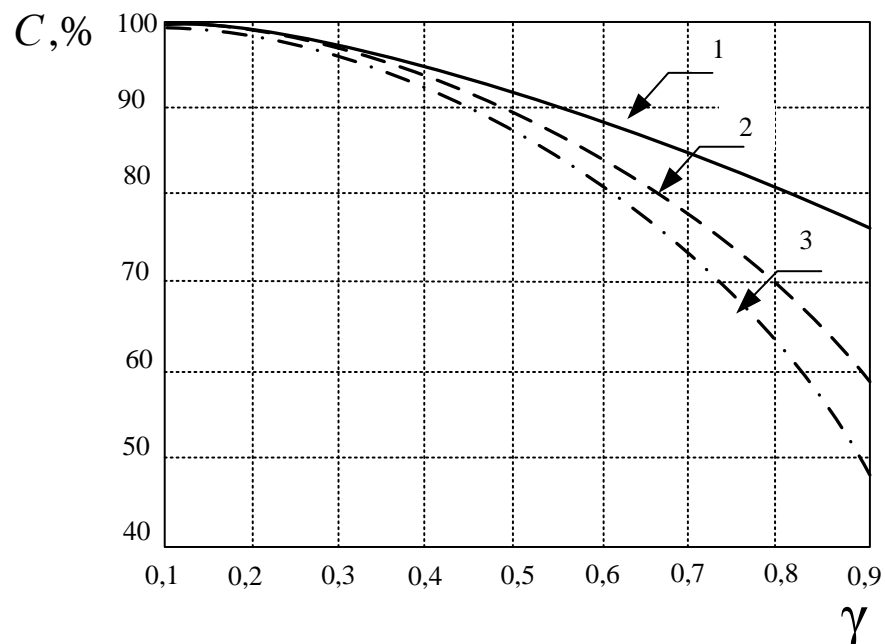


Рис.3.18. Залежність середньої пропускної здатності від коефіцієнта кореляції в каналі зв'язку МІМО при числі антен  $M = N = 2, 4, 8$  (відповідно криві 1, 2, 3).

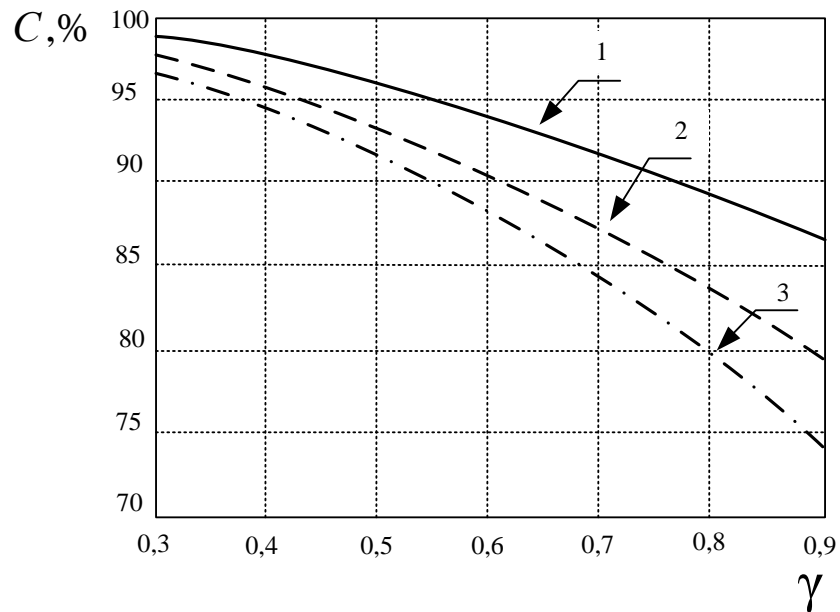


Рис.3.19. Залежність середньої пропускної здатності від коефіцієнта кореляції в каналі зв'язку МІМО з завмираннями за законом Райса при числі антен  $M = N = 2$  (відповідно криви 1,2,3)

Моделювання проводилося при наступних умовах:

- число передавальних антен дорівнює числу прийомних  $M = N$ ;
- в каналі МІМО присутні неселективні завмирання за законом Райса (відношення потужності прямого променя до загальної потужності всіх променів вказано на графіку в% для кожної кривої);
- кореляційні матриці завмирань на приймальній і передавальній сторонах рівні, тобто  $R_t = R_r$ .

Із зростанням рівня просторової кореляції в каналі зв'язку МІМО з релеївським завмираннями пропускна здатність каналу знижується. Наприклад, для випадку чотирьох антен коефіцієнту кореляції  $\gamma = 0,7$  відповідає зниження пропускної здатності каналу МІМО на 25 %.

Зі збільшенням числа антен втрати в пропускній здатності, викликані просторовою кореляцією завмирань у каналі зв'язку МІМО, також збільшуються. Наприклад, для випадку восьми антен значенням коефіцієнта кореляції  $\gamma = 0,7$  відповідає зниження пропускної здатності каналу МІМО майже на 30%.

У каналі зв'язку МІМО з завмираннями за законом Райса втрати пропускної здатності, викликані просторовою кореляцією завмирань, збільшуються зі зменшенням інтенсивності прямого променя. Наприклад, для випадку двох антен коефіцієнту кореляції  $\gamma = 0,8$  і зменшення на 50 % потужності прямого променя відповідає зниження пропускної здатності каналу МІМО на 20%, в порівнянні з некоррельованим каналом з релеївськими завмираннями.

### **3.4 Методи підвищення коефіцієнта використання радіочастотного спектру при організації просторово-часового доступу**

Важливою перевагою методів ПЧД є те, що при їх використанні потрібні мінімальні модернізації апаратурного складу БС, структура сигналів у висхідній і низхідній лініях зв'язку залишаються незмінними. Без зміни залишаються також алгоритми функціонування, основні протоколи, прийняті на всіх етапах розробки систем мобільного зв'язку, включаючи від 2G до 5G. Для функціонування абонентських станцій використання методів ПЧД жодним чином не позначається, тобто методи ПЧД для них прозорі.

Розглянемо основні ідеї, які використовуються при реалізації ПЧД.

Ідея використання просторово-часового доступу до загального ресурсу (ретранслятора, базової станції, точки доступу та ін.) не є новою. Більш того, вона вже розробляється протягом 20-30 років і навіть реалізована в ряді серійних систем зв'язку, зокрема в супутникових системах (Intelsat, DSCS-2, DSCS-3, Inmarsat та ін.). У всіх цих системах ПЧД продемонстрував високу ефективність. Спочатку основною метою ПЧД в супутникових системах була економія радіочастотного спектру (повторне використання частот – ПВЧ). Реалізація ПВЧ (ПЧД) здійснювалася з використанням багатопроменевих антен (БПА), у яких по кожному променю можна було передавати два незалежних інформаційних потоки на різних (ортогональних: кругових, лінійних або еліптичних) поляризаціях.

Розв'язка між сусідніми променями в цих розробках становила не менше 25 ... 27 дБ, що при стандартному запасі високочастотного рівня сигналу в

супутниковій лінії 20 дБ забезпечувало виконання умов гарантованого надання якості й вирішення проблеми внутрішньосистемної ЕМС.

Безпосереднє перенесення ідей супутникового зв'язку з ПЧД на стільникові системи не вдається. Основні причини цього наступні:

- абонентські станції супутникового зв'язку, як правило, нерухомі щодо ретранслятора зв'язку (що знаходиться на відстані 36000 км), а якщо вони рухливі (літак, корабель та ін.), то за час одного сеансу ці станції не виходять за межі однієї пелюстки діаграми спрямованості БПА, тобто можуть вважатися нерухомими.

- абоненти стільникових систем можуть мати значну кутову швидкість переміщення і за один сеанс можуть поміняти кілька пелюсток;

- статистична структура сигналів зв'язку в супутникових системах практично регулярна: прийняті сигнали мають велику (90..95)% постійну складову і незначну випадкову компоненту. У стільникових же системах багатопроменевий канал близький до релеївського, коли регулярна складова близька до нуля;

- в силу більшої регулярності просторовий і частотний спектри супутникових сигналів на прийомі практично не відрізняються від переданих, що не вимагає використання адаптивних процедур, які відстежують зазначені зміни. У стільникових системах має місце багатопроменевість, що вимагає обліку і корекції даних змін, регулювання потужності, перерозподілу ресурсів;

- розкидання рівнів сигналів у супутникових системах змінюється, як правило, не більше, ніж на  $\pm 3$ дБ. Винятки становлять великі ослаблення в опадах (дощах) (до 7-15дБ) в періоди до 1% пори року для України, в стільникових системах діапазон змін рівнів сигналу дуже великий, що перевищує 30...40 дБ, що ускладнює як ведення стійкого зв'язку, так і підтримання надійного контакту з абонентською станцією.

Відомо також ряд наукових робіт, присвячених ідеї використання методів ПЧД в стільникових системах зв'язку [125-129]. У ряді цих робіт [125-129] автори обмежилися однією ідеєю і пропозицією використання ПЧД з твердженням, що

такий доступ дозволяє поліпшити показники стільникових систем. Відомі роботи [60-65], де запропоновані комплексні рішення використання МІМО або ПЧД в залежності від сигнально-завадовій ситуації, використання адаптивних антен, що забезпечують завадозахищеність. Більшість із цих робіт обмежувалися розробкою алгоритмів, як правило, без орієнтації на конкретні технології.

Зокрема, на базі наукового обґрунтування розглянемо особливості алгоритмів ПЧД з урахуванням апіорної невизначеності про кількість і напрямки приходу сигналів АС, про можливості й особливості ПЧД в поєднанні з методами випадкового множинного доступу, що реалізується сучасними методами подвійної експоненціальної відстрочки та ін.

Зазначені тут, а також інші особливості, що впливають на реалізацію і ефективність функціонування методів ПЧД, значно ускладнюють, взагалі-то просту ідею такого доступу. Одночасно з цим важливою вимогою при впровадженні такого масштабного нововведення є забезпечення "прозорості" запропонованих методів. Тобто в даному випадку, дотримуючись правил системної політики [125], відповідно до яких знову вводиться рішення з ПЧД має бути системно стійким, не повинно вимагати зміни технології, за яким може слідувати заміна парку станцій або їх частини. Саме цю вимогу виконуємо, пропонуючи впровадження додаткової функції системи зв'язку: методу просторово-часового доступу, з метою підвищення в рази пропускну здатності базових станцій.

Таким чином, система мобільного зв'язку з просторово-часовим доступом набуває таких переваг:

- різко в  $N$  раз, де  $N$  – число променів БС при роботі по висхідному каналу, економиться радіочастотний спектр;
- поліпшується енергетика в найбільш критичному напрямку АС-БС, оскільки за рахунок вузького променя ДС вдається максимізувати відношення сигнал/шум на вході БС;
- метод відмінно поєднується з іншими методами доступу, іншими технологіями, що не потребує переробки існуючого парку засобів;

– різко, за числом променів, в  $N$  раз зменшується ймовірність виникнення конфліктної ситуації, оскільки конфлікт можливий лише при попаданні сигналів заявки 2-х або більше АС одночасно в одному і тому ж промені;

– у разі впливу потужних завад, що приходять з будь-якого напрямку, відповідні промені АР можна відключити, позбавивши тим самим загальний і паралельні тракти від впливу цих завад;

– додатково до вичерпного частотно-часового ресурсу фізичного рівня додається і активно використовується практично раніше не задіяний просторовий ресурс, тобто має місце обмін і заміненість одних ресурсів іншими;

– здійснюється економія радіочастотного спектру, що дозволяє зменшувати витрати на оренду ділянок спектра, оскільки при ПЧД вдається в  $N$  раз звузити смугу використовуваних частот. У супутникових системах саме цей фактор був основним при виборі рішення про використання ПЧД.

Традиційним недоліком у даному випадку виступає економічний фактор, оскільки вартість АР часто порівнювана з вартістю всієї станції.

### **3.5 Облік системи мобільного зв'язку з просторово-часовим доступом**

Відомо багато методів доступу (множинний доступ, множинний доступ із закріпленим ресурсом і без). Першими, реалізованими в радіозв'язку, були використані методи доступу з закріпленим ресурсом. До числа таких ресурсів можна віднести частоту, час, код, які присвоюються окремим користувачам, і вони (ці користувачі) за своїм бажанням розпоряджаються цим закріпленим ресурсом. Такий метод доступу з закріпленим ресурсом виявився нераціональним з точки зору економії виділених ресурсів через часті простої. Більш ефективними виявилися методи представлення ресурсу на вимогу, що інтерпретуються як динамічні. На рис.3.20 представлена таблиця, де показані взаємозв'язки різних методів розділення ресурсу каналу зв'язку.

Аналіз і досвід практичного використання різних методів доступу показав, що в порівнянні з іншими, методи випадкового множинного доступу (ВМД) в

десятки разів ефективніші за показником коефіцієнта використання ресурсу загального об'єкта (БС, ретранслятор та ін.). Тому в сучасних стільникових системах, як правило, використовуються такі алгоритми ВМД як Алоха, подвійного експоненціального відстрочки (ВЕВ), деревовидні (SIC) та ін. Всі ці методи розрізняються за алгоритмом вирішення конфлікту, коли одночасно одна або більше АС подають заявку для надання ресурсу.

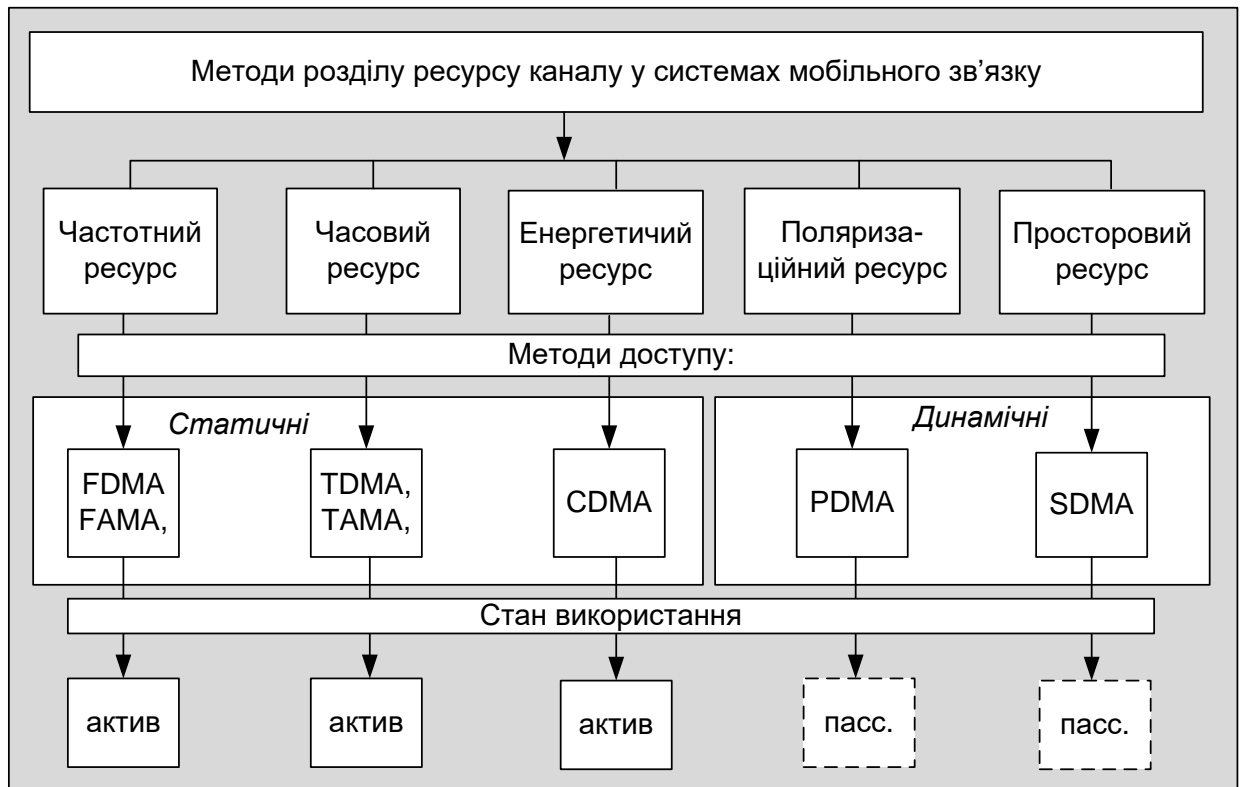


Рис.3.20. Методи розділу ресурсу каналу у системах мобільного зв'язку

Рішення про використання ПЧД має бути таким, щоб наявні технології не підлягали змінам, щоб наявний парк абонентських станцій, число яких становить близько 5 мільярдів, було можливо надалі експлуатувати, незважаючи на модернізацію системи.

Ідея просторово-часового доступу полягає в тому, що весь фізичний простір, в якому може поширюватися корисний сигнал, ділиться на досить вузькі сектори (при 2-вимірному просторі) або стерadian (в 3-вимірному), в межах



кожного з яких можлива незалежна одночасна передача сигналів базової станції (БС) в одному і тому ж діапазоні частот. Таким чином, при утворенні таких секторів або стерадіанів можна в рази заощадити радіочастотний спектр. Все це реалізується з використанням  $N$ -елементної АР, що дозволяє паралельно в одному і тому ж спектрі обслуговувати  $N$ -абонентських станцій. Можливий і адаптований до сигнально-завадової обстановки варіант, коли вузький промінь БС встановлюється в напрямку абонентської станції (АС) лише на час сеансу зв'язку. Можливий також спрощений режим типу Поллінг, коли одним променем по черзі опитуються всі станції, проте в цьому випадку можна обійтися і без просторового променя, на основі відомої циклограми.

Розглянемо більш докладно другий зі згаданих адаптивний варіант ПЧД.

Запропонована версія ПЧД заснована на індивідуальній обробці інформаційного сигналу, що передається кожній АС. Виклики при цьому приймаються в загальному просторовому спектрі. Послідовність процедур виконуваних БС на висхідній ділянці по забезпеченню доступу  $i$ -й АС наступна [66,128]:

1. БС по широкому променю в межах всього фізичного простору постійно контролює наявність заявки від АС. Сигнал заявки має адресний характер, є широкосмуговим і легко виявляється й ідентифікується БС.

2. Після або одночасно з аутентифікацією заявки здійснюється визначення напрямку приходу сигналів АС і їх числа.

3. За час дії сигналу  $i$ -й АС в  $j$ -м каналі прийому ААР здійснюється обробка сигналу даної  $i$ -й АС. При цьому сигнали інших АС, прийнятих у цей період часу в цьому каналі обробки сприймаються як завади. Отже, для кожного сигналу  $i$ -й АС формується індивідуальний вектор вагових коефіцієнтів ВВК ААР (рис.3.21). В процесі переміщення  $i$ -ї АС її азимут може змінюватися, при цьому індивідуальний алгоритм обробки забезпечує супровід азимута даного сигналу.

Одночасно з цим у паралельних каналах здійснюється обробка сигналів інших АС. Таким чином, продуктивність такої БС визначається кількістю паралельних каналів обробки.

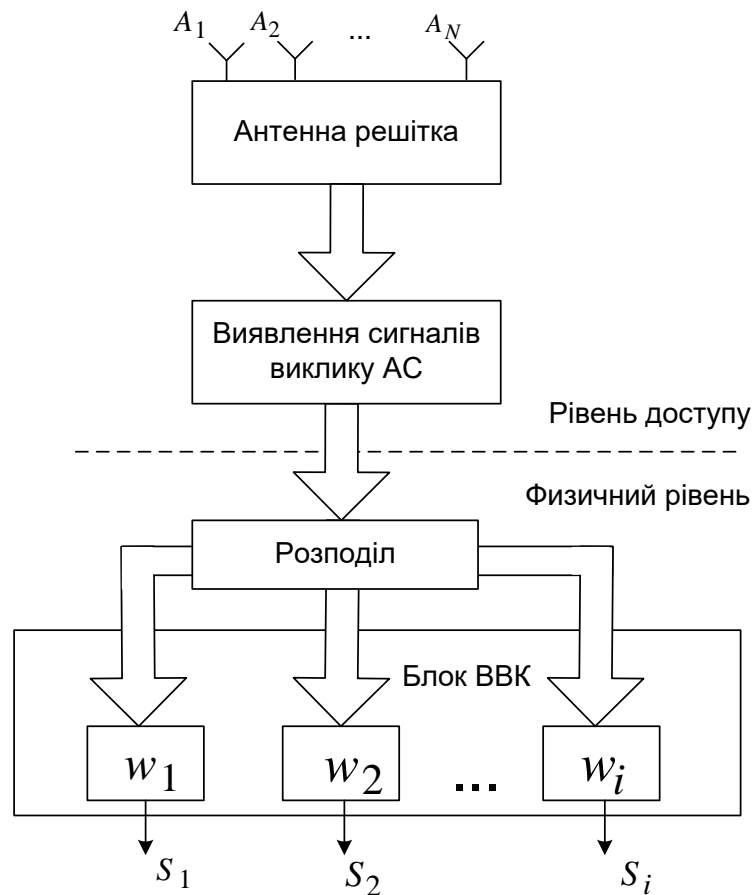


Рис.3.21. Схема ПЧД  $i$ -ї АС з індивідуальною оцінкою ВВК ААР базової станції

4. Таким чином, одночасно з допомогою ВВК формуються кілька (за кількістю прийому сигналів АС) версій розподілів електромагнітного поля по апертурі АР у вигляді векторів  $\vec{w}_i = (w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{in})^T$ , де  $n$  – число АЕ. За значеннями  $\vec{w}_i$  може бути побудована ДСА АР для  $i$ -ї АС, проте потреби в її визначенні немає, оскільки вона є проміжним продуктом, що вимагає обчислення.

5. З огляду на те, що режим ПЧД є "прозорим" для існуючих технологій, одночасно може бути використаний і часовий механізм вирішення конфлікту: АЛОНА, ВЕВ або деревовидні алгоритми, що вимагає зміни режиму зв'язку.

6. Паралельно використання ПЧД і методів часового дозволу конфлікту дозволяє уникати ситуацій "засліплення" ААР, можливість виникнення яких з'являється при збігу або близькому напрямку приходу сигналів декількох АС.

7. Режим передачі сигналів по низхідній лінії може не змінюватися: як і в стандартному варіанті в режимі ПЧД сигнали БС можуть випромінюватися в широкому промені. Однак зі збільшенням продуктивності може виникнути необхідність допустимого перевищення спектру. Ця проблема може бути частково вирішена за допомогою технології МІМО. Однак більш радикальним рішенням буде передача сигналів за допомогою вузьких променів АР, орієнтованим у напрямку активних АС.

8. Організація вузьких променів передавальної АР не викликає принципових труднощів, оскільки вже будуть відомі напрямки приходу АС. Реалізація такої багатопроменевої ДС здійснюється класичними методами синтезу ДС.

9. Слід зазначити, що синтезовану багатопроменеву діаграму спрямованості можна було і для зв'язку і на висхідній ділянці, однак при цьому можливі великі завади з боку інших АС. Ці завади з'являються через недостатню розв'язку окремих променів. Досвід показує, що в умовах множинних завад на виході ААР співвідношення сигнал/завада + шум на 10-12 дБ вище, ніж при прийомі по променю БПА. Крім того, з БПА виникають труднощі в супроводі сигналу АС, що переміщується в просторі. Таким чином, індивідуальна обробка сигналів АС за допомогою ААР вирішує завдання ПЧД. Докладніший аналіз і синтез алгоритму, що супроводжують завдання ПЧД представимо в наступних розділах.

### **3.6 Висновки до 3-го розділу**

3.1 Різні фізичні параметри, які використовуються для організації мобільного зв'язку: енергетичні, частотні, часові, просторові, поляризаційні, можуть бути використані для поліпшення якості зв'язку, при цьому дефіцит одних параметрів можна компенсувати наявністю вільного ресурсу інших. В якості такого вільного ресурсу виступають просторові й поляризаційні параметри, за допомогою яких при ПЧД можна економити радіочастотний спектр. За рахунок просторово-часового кодування МІМО вдається підвищити на 20...60% пропускну

здатність конкретної лінії зв'язку. Однак використання ПЧД дозволяє збільшити продуктивність у рази.

3.2 Значне розширення можливостей існуючої інфраструктури вдається отримати при використанні мікро- і фемтостільників, розташованих у місцях інтенсивного трафіку, а також в області підвищеного загасання сигналу. Розглянуто варіанти структурних перетворень, що дозволяють збільшувати продуктивність мережі за рахунок використання макро- і мікростільникових осередків, які ефективно застосовуються в місцях щільних кластерних груп абонентів. Показано, що використання макро- і мікростільникових структур дозволяє в 1,5-2 рази збільшити продуктивність мережі.

3.3 Доведено, що додаткове розміщення в зоні обслуговування БС фемтостільників дозволяє поліпшити якість послуг, що надаються. При цьому можливі наступні стратегії використання фемтостільників:

- при рівномірному розподілі в просторі користувачів в макростільнику – фемтостільники має сенс розташовувати на кордонах, де розгортання FAP є раціональним.
- при необхідності різкого нарощування продуктивності при обслуговуванні ділових центрів, офісних будівель, урядових установ. Додаткове просторове розміщення в них фемтостільників дозволить вирішити задачу перевантаження;
- виникають труднощі при наданні послуг у місцях з підвищеним загасанням сигналу (підвали, переходи, метро). Фемтостільники дозволяють відновити роботу БС з надання послуг.

3.4 При плануванні просторового розміщення мікро і фемтостільників виникає необхідність раціонального їх розміщення в приміщенні, на площі. Простим вирішенням проблеми розміщення є прямий перебір варіантів. Однак, зі збільшенням кількості фемтостільників завдання стає важким. Серед безлічі рішень таких завдань найбільш адекватним є метод одиночного приєднання на основі логічного вибору, що дозволяє нарощувати можливості щодо масштабованості мережі і є відносно простим. Запропонований метод оптимізації просторового роз-

міщення фемтостільників дозволяє скоротити час пошуку точки установки на порядок.

3.5 Розглянуті варіанти побудови суміщених макростільникових і мікростільникових мереж на принципах когнітивного радіо дозволяють додатково забезпечити паралельно з роботою основної мережі GSM передачу даних зі швидкістю в кілька десятків мегабіт у секунду в залежності від просторової конфігурації діючої мережі GSM. Так, при частотному рознесенні, що дорівнює одному частотному інтервалу між OFDM-піднесучими (при зазначених умовах), допустима потужність випромінювання БС мікростільникової мережі при використанні частотного поділу каналів GSM може становити близько 100 мВт при незначному територіальному розносі.

3.6 Представлений вигляд системи мобільного зв'язку з просторово-часовим доступом у вигляді концептуальної моделі послідовності процедур на висхідній ділянці. Пропонується паралельно з прийомом і виявленням викличних сигналів АС визначати напрямки приходу сигналів АС, і здійснювати індивідуальну обробку цих сигналів в ААР. При цьому сигнали інших АС сприймаються як завади. У низхідному каналі пропонується передавати сигнали від БС за допомогою променів, орієнтованих у напрямку активних АС.

3.7 З огляду на "прозорий" характер алгоритмів ПЧД, вдається використовувати весь існуючий у традиційних системах арсенал для підвищення продуктивності. Очевидну додавання до існуючих ще одної якісної властивості, що дає додатковий позитивний ефект.

3.8 Активне використання ресурсів (методів просторового рознесення, просторово-часового кодування, просторово-часового доступу) в сучасних стільникових системах дозволяє різко збільшувати їх ресурсну базу, а отже, і продуктивність. Особливе місце займають методи просторово-часового доступу, що дозволяють економити найдорожчий частотний ресурс.

Крім збільшення продуктивності базової станції технологія просторово-часового доступу ПЧД дозволить різко зменшити часові втрати, пов'язані з кратністю вирішення конфлікту, оскільки ймовірність такого конфлікту

зменшується в  $N$  раз. Значення шенонівської пропускної здатності каналу зв'язку може бути збільшено на кількість смуг просто-рових частот, що визначаються числом променів діаграми спрямованості антени БС за рахунок передачі в кожному з променів інформаційного потоку.

3.9 Наступні розділи спрямовані на задачі аналізу і синтезу методів і алгоритмів просторово-часового доступу, що в сукупності є складовими, які складають зміст проблеми, що розв'язується в даній дисертації.

## РОЗДІЛ 4

### МЕТОДИ ВИЯВЛЕННЯ ВИКЛИЧНИХ СИГНАЛІВ АБОНЕНТСЬКИХ СТАНЦІЙ

Задача виявлення викличних сигналів АС передусє подальшому наданню послуги зв'язку і від своєчасного і надійного вирішення цієї задачі багато в чому залежить якість цієї послуги.

Задача виявлення сигналів в умовах різного роду завад є популярною і забезпечує вирішення багатьох проблем радіолокації, радіонавігації і зв'язку. Існує велика кількість методів рішення задач виявлення, орієнтованих на різні статистичні ситуації, на різні практичні додатки.

В існуючих технологіях WiMAX, LTE є надійний алгоритм виявлення викличних сигналів АС, прийом яких здійснюється в загальному спектрі по широкому променю. Разом з тим, в задачах ПЧД спільно з виявленням необхідно вирішувати задачу визначення напрямку приходу сигналу, визначення числа викликаючих станцій і саму задачу просторової обробки, що в сукупності може інтерпретуватися як завдання ПЧД.

Відомо [6,8], що в існуючих стільникових системах час виявлення ВС АС інтервалу становить 0,1-2 сек. Наша задача – знайти механізми скорочення даного інтервалу з тим, щоб за заощаджений час встигнути вирішити завдання ПЧД. Існуюче рішення задачі вже не задовольняє вимоги за часом виявлення. Необхідні більш швидкодіючі процедури, що дозволяють без збільшення затримки забезпечувати кожну задачу ПЧД.

Проведемо оглядовий аналіз методів виявлення і оцінімо можливість їх використання для задач мінімізації часу виявлення викличних сигналів абонентських станцій.

## 4.1 Аналіз методів виявлення випадкових сигналів

### 4.1.1 Постановка задач виявлення

При синтезі оптимальних структур виявників потрібне точне знання повної інформації про сигнал і про статистичні властивості шуму. Для випадкового сигналу завдання сильно ускладнюється. При цьому, чим складніша модель сигналу і модель шуму, тим складніша структура оптимального виявника. Завдання виявлення сигналу можна представити наступним чином. Нехай на вході системи спостерігається реалізація випадкового процесу  $y(t)$ , який може бути тільки шумом  $y(t) = v(t)$ , або сумою сигналу та шуму:

$$y(t) = x(t) + v(t), \quad (4.1)$$

де  $x(t)$  – корисний сигнал, що виявляється;

$v(t)$  – завада типу білого гауссового шуму (ГБШ).

Необхідно визначити алгоритм обробки спостережуваного процесу  $y(t)$  і характеристики алгоритму. За допомогою цього алгоритму виносяться рішення про наявність або відсутність сигналу в спостережуваному процесі. Рішення розглянутої задачі може бути здійснено багатьма параметричними або непараметричними статистичними методами, з допомогою нейронних мереж та ін [132-135]. При цьому дані виявители відрізняються, в основному, методами формування вирішальної статистики. Завершальною є процедура вибору альтернатив. Перевірці підлягає альтернативний вибір гіпотези:

$$\begin{aligned} H_0 : y(t) &= v(t), \\ H_1 : y(t) &= x(t) + v(t). \end{aligned} \quad (4.2)$$



Далі визначення факту виявлення  $x(t)$  зводиться до відшукування правила вибору рішення за спостережуваними даними  $y(t)$  на користь однієї з гіпотез  $H_0$  або  $H_1$ . При відомому розподілі ймовірностей випадкових процесів, при гіпотезах  $H_0$  і  $H_1$  за допомогою теореми Неймана – Пірсона знаходиться оптимальний виявник, який заснований на порівнянні функціоналу відношення правдоподібності з деяким порогом. Вибір порогу залежить від наявності апіорної інформації про характеристики випадкових процесів, спостережуваних на вході виявника. Як що є вирішальне правило можна описати як деяку критичну область в просторі векторів вхідних сигналів.

При попаданні вхідного сигналу в цю область приймається рішення про наявність шуканого об'єкта. В іншому випадку приймається рішення про його відсутність [136]. При прийнятті рішення про вибір між гіпотезами  $H_0$  і  $H_1$  можуть виникнути наступні ситуації:

- 1) при відсутності сигналу шум не перевищує деякий поріг  $T$  ;
- 2) при відсутності сигналу викид шуму перевищує поріг  $T$  ;
- 3) сума сигналу і шуму перевищує поріг  $T$  ;
- 4) сигнал присутній, але при цьому він не перевищує поріг  $T$  .

З розглянутих випадків у двох із них (першому і третьому) буде прийнято правильне рішення, а у двох інших (другому і четвертому) – неправильне.

Якщо вибрати інший поріг, то описана ситуація зазвичай змінюється. З такого розгляду приходимо до висновку, що при кінцевому значенні енергії сигналу та наявності випадкового шуму, прийняття рішення про наявність або відсутність сигналу завжди супроводжується двома видами помилок [137]. Помилка першого роду (помилкове виявлення, помилкова тривога – ПТ) буде виникати у разі прийняття рішення про те, що є сигнал при вірній нульовій гіпотезі  $H_0$ , яка передбачає, що сигналу немає (шум перевищує поріг і приймається неправильне рішення). Помилці другого роду (пропуск сигналу, пропуск цілі – ПЦ) відповідає випадок прийняття рішення про відсутність сигналу, в той час як сигнал є, але не виявляється в завадах (сигнал присутній, але

не перевищує заданий поріг). Тут помилка виникає внаслідок того, що визнається правильною нульова гіпотеза  $H_0$ . Ймовірність помилки 1-го роду  $P_{1T}$  та 2-го роду  $P_{2T}$  безпосередньо залежать від функції розподілу ймовірностей шуму і суми сигнал+шум і від співвідношення сигнал/шум на вході порогової схеми БС (рис.4.1).

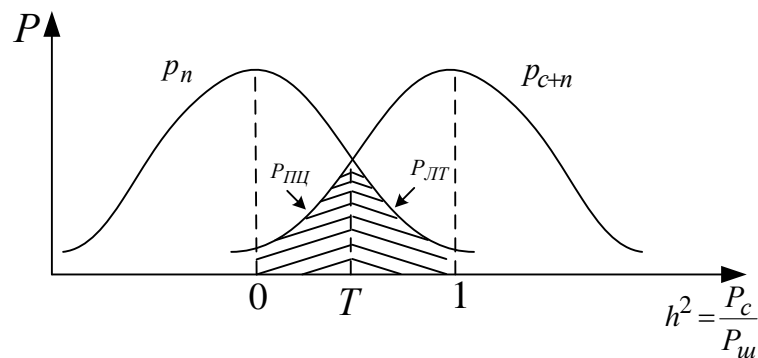


Рис.4.1. Приклад розподілу ймовірностей сигналу і завади при вирішенні задачі виявлення

Дане співвідношення в лініях стільникового зв'язку має значний розкид за рівнями, як корисних сигналів виклику  $x(t)$ , так і завад  $v(t)$ . Враховуючи це, у якості сигналів виклику (ВС) використовують складну їх форму, зокрема різні широкопasmові сигнали (ШСС).

Оптимальний прийом ШСС з допомогою узгоджених фільтрів дозволяє збільшувати  $h^2$  – співвідношення сигнал/шум пропорційно базі сигналу. Ймовірність  $P_{1T}$  безпосередньо пов'язана з ймовірністю правильного виявлення  $P_{ПВ}$  співвідношенням:

$$P_{ПВ} = 1 - P_{1T}. \quad (4.3)$$

Ймовірність  $P_{1T}$  виражається через щільність розподілу завади:

$$P_{1T} = \int_T^{\infty} p_s(T) dT, \quad (4.4)$$

де  $T$  – поріг виявлення.

Ймовірність  $P_{\text{шц}}$  визначається, відповідно з (4.1), через щільність розподілу ймовірності суміші сигналу і завади:

$$P_{\text{шц}} = 1 - \int_T^{\infty} p_{(c+z)}(T) dT. \quad (4.5)$$

Звідси з урахуванням (4.3) отримуємо

$$P_{\text{пв}} = \int_h^{\infty} p_{(c+z)}(T) dT. \quad (4.6)$$

Звідси випливає, що необхідно знайти такий алгоритм обробки прийнятого сигналу, який би мінімізував помилку при помилковому виявленні  $P_{\text{пт}}$  і максимізував ймовірність правильного виявлення. Очевидно, таким є алгоритм "ідеального спостерігача". Однак в умовах апіорної невизначеності виникають труднощі в його реалізації. В таких випадках  $P_{\text{пт}}$  або  $P_{\text{шц}}$  фіксують, а в іншому – мінімізують. Розглянемо рішення самої задачі виявлення для ряду типових для мобільних систем статистичних ситуацій.

#### 4.1.2 Вибір оптимальних статистичних алгоритмів виявлення

##### Байєсівський алгоритм виявлення.

При наявності повної апіорної інформації про параметри сигналу та шуму, використовують параметричний алгоритм, оптимальний за критерієм середнього ризику (байєсівський критерій). Оптимальне байєсівське правило виявлення ґрунтується на мінімізації функції середнього ризику [136-138]:

$$R = \sum \sum_{ij} \Pi_{ij} P_i \int_{y_i} p_n(y|H_j) dy, \quad (4.7)$$

де  $Y_i$  – область прийняття рішення;

$\Pi = \begin{pmatrix} \Pi_{00} & \Pi_{01} \\ \Pi_{10} & \Pi_{11} \end{pmatrix}$  – матриця втрат;

$P_1 = 1 - P_0$  – апіорна ймовірність наявності сигналу;

$p_n(y|H_j)$  – умовна щільність ймовірності (функція правдоподібності) досліджуваної вибірки в припущенні, що вірна гіпотеза  $H_j$ . Байєсівський алгоритм виявлення зводиться до порівняння з порогом функціоналу відношення правдоподібності.

$$\Lambda(y) = \frac{P_n(y|H_1)}{P_n(y|H_0)}. \quad (4.8)$$

Значення порогу визначається формулою

$$T = \frac{\Pi_{01} - \Pi_{00}}{\Pi_{10} - \Pi_{11}} \times \frac{P_0}{P_1}. \quad (4.9)$$

Приймається рішення  $\rho_1$  (гіпотеза відхиляється  $H_0$ , тобто сигнал є), якщо  $\Lambda(y) \geq T$ , і приймається рішення  $\rho_0$  (приймається гіпотеза  $H_0$ , тобто спостерігається тільки шум), якщо  $\Lambda(y) < T$ . До недоліків алгоритму можна віднести необхідність апіорної інформації про статистику сигналів і завад, що на практиці зустрічається досить рідко.

#### Алгоритм максимальної правдоподібності.

Якщо невідома матриця втрат  $\Pi_{ij}$ , і апіорні ймовірності гіпотези  $H_0$  і альтернативи  $H_1$ , то застосовується критерій максимальної правдоподібності, згідно з яким при спостереженні вибірки  $y = (y_1, \dots, y_n)$  приймається та з гіпотез, якій відповідає більше значення функції правдоподібності вибірки. Наприклад, приймається гіпотеза  $H_0$ , якщо  $P_n(y|H_0) > P_n(y|H_1)$  (рішення  $\rho_0$ ), і ця гіпотеза відкидається, якщо  $P_n(y|H_1) \geq P_n(y|H_0)$  (рішення  $\rho_1$ ).

Оптимальний алгоритм максимальної правдоподібності диктує обчислення відношення правдоподібності (4.8) і порівняння його з одиницею [137]. Алгоритм МП не вимагає настільки повного обсягу інформації порівняно з алгоритмом Байєса, однак це ж і сприяє його меншій ефективності.

#### Знаковий алгоритм.

Даний алгоритм відноситься до класу непараметричних [139].

Відповідно до знакового алгоритму альтернатива  $H_1$  про наявність корисного сигналу визнається правильною, якщо для незалежної вибірки  $\vec{y} = (y_1, y_2, \dots, y_n)$

$$\sum_{i=1}^n \text{sign} Y_i \geq T, \quad (4.10)$$

де  $T$  – обраний поріг, що визначається заданим значенням ймовірності  $\alpha = P_{\text{лт}}$ , а знакова функція визначається так

$$\text{sign} Y_i = \frac{y_i}{|y_i|} = \begin{cases} 1, & y_i \geq 0 \\ 0, & y_i < 0 \end{cases}. \quad (4.11)$$

При нерівності, зворотній (4.10), альтернатива  $H_1$  відхиляється і приймається гіпотеза  $H_0$  про відсутність сигналу [138]. При заданій величині  $\alpha$  поріг  $h$  визначається наступним чином  $T = (y_\alpha \sqrt{n} + n)/2$ , (4.12), де  $y_\alpha$  – процентна точка нормального розподілу, відповідна ймовірність помилкових тривог [138].

Знаковий алгоритм простий у реалізації, він вільний від розподілу, однак його ефективність сильно змінюється за різної статистичної ситуації. Тому ці виявники рекомендують для використання в менш відповідальних задачах. У знаково-рангових виявниках використовується інформація не тільки про знаки елементів вибірки, але і про ранги абсолютних величин цих спостережень. Облік знаків дозволяє поліпшити характеристики виявлення без порушення властивостей непараметричного виявника [137].

Нехай  $\bar{y} = (y_1, \dots, y_n)$  – спостережувана незалежна вибірка,  $R_i^+$  – ранг елемента  $|y_i|$ . Один із можливих знаково-рангових алгоритмів виявлення корисного сигналу на фоні завад полягає у порівнянні з порогом суми тих компонент вектора позитивних рангів, які відповідають позитивним вибірковим значенням  $y_i \geq 0$ .

Таким чином, виноситься рішення про наявність сигналу, якщо  $\sum_{i=1}^n R_i^+ \geq T$ .

При заданій величині  $\alpha$  поріг  $T$  визначається наступним чином,

$$T_{\text{пор}} = \frac{n}{2} \left( y_\alpha \sqrt{\frac{n}{3} + \frac{n}{2}} \right), \quad (4.12)$$

де  $y_\alpha$  – відсоткова точка нормального розподілу, відповідна ймовірності помилкових тривог [137,138].

#### Нейронні алгоритми виявлення

Основними вимогами, що пред'являються до нейронних мереж для даної задачі, є наступні:

1. Сучасні системи виявлення сигналів повинні працювати в умовах, для яких характерні висока швидкість зміни зовнішньої обстановки і великий обсяг об'єктів, що підлягають виявленню. У зв'язку з цим, навчання нейронної мережі, яка повинна адаптуватися до такої обстановки, має проходити досить швидко;
2. Нейронна мережа повинна мати кількість входів, що дорівнює об'єму вхідної вибірки, і два виходи (один вихід відповідає за присутність сигналу, другий – за присутність тільки завади).

В даний час відомо кілька десятків нейромережових архітектур. Найбільш вивченими є наступні нейромережові парадигми: багат шаровий перцептрон, мережі Кохонена, Хопфілда, Хеммінга, мережа з радіально-базисними елементами [140]. Нейронна мережа Хеммінга працює досить швидко і просто.

Рішення задачі формується в результаті проходження сигналів всього лише через один шар нейронів. Ємність цієї мережі не залежить від розмірності вхідного

сигналу, вона в точності дорівнює кількості нейронів. Відомо, що її можна застосовувати для надійної передачі сигналів в умовах завад [141].

Нейронна мережа Кохонена пристосована до узагальнення. У процесі навчання вхідні вектори асоціюються з відповідними вихідними векторами. Коли мережа навчена, додаток вхідного вектора призводить до необхідного вихідного вектора. Узагальнююча здатність мережі дозволяє отримувати правильний вихід навіть при вхідному векторі, який є неповним або невірним. Це дозволяє використовувати дану мережу для розпізнавання образів, відновлення образів та підсилення сигналів. Нейронні мережі знаходять все більше застосування в різних задачах прийняття рішень. При виборі вдалої архітектури та методу навчання вдається отримати достатньо якісні рішення. Однак для цілей виявлення ВС при ПЧД їх використання пов'язане з досить великою втратою часу. Таким чином, незважаючи на переваги нейронних мереж описаних вище, можливість використовувати їх для поставленої задачі є проблематичною.

#### **4.1.3 Обґрунтування вибору методу виявлення сигналу виклику**

З проведеного аналізу параметричних методів виявлення процедур Байєса та МП і з численних літературних джерел можна дійти до висновку про те, що найкращими алгоритмами є оптимальні статистичні виявники [142]. Вони досить прості в реалізації, однак вимагають апріорних даних про функції розподілу ймовірностей сигналів і завад. Важливу роль в умовах значного рівня апріорної невизначеності відіграють численні непараметричні алгоритми (в нашому огляді даних знакові і знаково-рангові). Практика показує [142], що ці алгоритми більш стабільні в широкому діапазоні розкидів статистичних параметрів порівняно з оптимальними параметричними алгоритмами. Даний клас алгоритмів, що дозволяє отримувати робастні рішення, вільні від розподілів, однак не володіють високою ефективністю.

Перспективним класом методів виявлення є також нейронні алгоритми, засновані на навчанні нейронних мереж.

Разом із тим при реалізації цих алгоритмів виникає необхідність у значному обсязі обчислювальних процедур, що може призвести до неприпустимих часових витрат. Багато практичних досліджень показують, що апріорна невизначеність не носить критичного характеру, що амплітуда багатопроменевих прийнятих сигналів в мобільних лініях зв'язку досить добре апроксимується Релеївським законом розподілу ймовірностей, а самі розподіли миттєвих значень сигналів і завад – нормальним законом [143].

Більш критичними для даних процедур є значний розкид рівнів сигналів і завад. При цьому самі рівні викличних сигналів нормалізуються за рахунок технологічних рішень, за рахунок використання ШПС-структур, що дозволяє стабілізувати необхідний рівень цих сигналів. Одночасно з цим при прийомі ВС діють не тільки шумові завади  $v(t)$ , але і ВС інших АС, а також, можливо, стаціонарні завади інших радіоелектронних систем. Все це призводить до того, що рівень сукупних завад  $v_{\Sigma}(t)$ , що заважають впевненому прийому ВС  $i$ -й АС, становить найбільшу апріорну невизначеність і сприяє появі помилок. Таким чином, параметричні статистичні алгоритми можуть бути рекомендовані за умови отримання більш достовірних даних про рівні сукупних завад, що заважають прийому ВС. Із зіставлення розглянутих методів виявлення випливає висновок про доцільність використання оптимальних параметричних алгоритмів виявлення за умови ідентифікації завадової обстановки у каналі виклику АС.

#### **4.2 Вибір алгоритмів виявлення сигналів виклику абонентських станцій при просторово-часовому доступі**

Зв'язок абонента з базовою станцією, згідно з існуючим протоколом, починається з виявлення сигналу виклику. Типовою ситуацією, що складається при виявленні сигналів АС, є прийом ВС з випадковою амплітудою на тлі гауссових шумових завад із відомим рівнем.

$$y = Hx(t) + v(t). \quad (4.13)$$



Виявлення ВС при ПЧД здійснюється за допомогою прийому на ненаправленій антені по широкому променю в секторі  $\pm 180^\circ$ .

Виявлення зводиться до задачі перевірки гіпотез за спостережуваними реалізаціями [145-147]:

$$y(t) = \begin{cases} H(t)x(t) + v(t), & \text{при гіпотезі } H_1, \\ v(t), & \text{при гіпотезі } H_0, \end{cases} \quad (4.14)$$

де  $t \in [0, T]$ ,  $T$  – період спостереження;  $A(t)$  – амплітуда сигналу;  $x(t)$  – виявляється широкосмуговий сигнал, структура якого апріорно відома. Однак, через випадковий характер амплітудно-фазової структури, ця структура може бути частково перекручена, що вимагає переходу від когерентного до некогерентного виявлення.

Коваріаційна функція гауссівської завади:  $v(t)$

$$K(t, u) = \sigma^2 \rho(t, u) = M\{v(t+u)v(t)\}, \quad (4.15)$$

де  $M\{\bullet\}$  – оператор математичного очікування;  $\sigma^2 \in R_+^1$  – спектральна щільність потужності шуму  $v(t)$ ; дисперсія шумового сигналу в смузі корисного сигналу  $\Delta f_c$ ,  $\rho(t, u)$  – нормована коваріаційна функція, яка предсталається  $\delta$ -функцією. Тому на практиці часто використовують неоптимальні виявники, які при допустимому, не дуже значному програві в ефективності, мають істотно більш просту структуру, ніж оптимальні виявники.

Одним із таких виявників радіосигналів у шумі є енергетичний виявник [148-150], який часто застосовують для виявлення невідомих квазідетермінованих радіосигналів.

Структура енергетичного виявника є оптимальною при виявленні гауссівського корисного сигналу з нульовим математичним очікуванням і некорельованими відліками на тлі гауссівського шуму з нульовим математичним очікуванням.

Відомо, що вирішальною статистикою в енергетичному виявнику є сума квадратів оброблених відліків. Структура енергетичного виявника може бути узагальнена: можна зводити відліки обробленої вибірки не в квадрат, а в довільний позитивний ступінь.

У загальному вигляді задача побудови оптимального виявника зводиться до синтезу алгоритму, що задовольняє критерій мінімуму ймовірності пропуску ВС (пропуску цілей ПЦ) при обмеженні на ймовірність помилкового виявлення (помилкових тривог ПТ), тобто

$$P_{\text{ПЦ}} = \min_{\delta \in D_i} P(A, \sigma^2), \quad P_{\text{ПТ}} = P(\gamma, \sigma^2) \leq T. \quad (4.16)$$

де  $A$  - амплітуда сигналу;  $\sigma^2$  - дисперсія шуму;  $\gamma = (\gamma(d_0|\bar{x}), \gamma(d_1|\bar{x}))$  - вирішальна вектор-функція, що належить множині вирішальних вектор-функцій  $D$ ;  $T$  - порог помилкової тривоги;  $d_0$  - рішення про прийняття гіпотези  $H_0$  про відсутність сигналу;  $d_1$  - рішення про прийняття гіпотези  $H_1$  про наявність факту передачі сигналу [144, 145].

Структурна схема енергетичного виявника (рис.4.2) включає чотири каскади: лінійний смуговий фільтр, узгоджений з ВС  $i$ -й АС; квадратичний детектор огинаючої; інтегратор; пороговий пристрій.

Даний виявник може застосовуватися для виявлення будь-якого сигналу, відомого або невідомого, детермінованого або випадкового процесу. Тому в силу своєї простоти й універсальності він застосовується в каналах з завмиранням, для виявлення детермінованих сигналів невідомої структури [146].

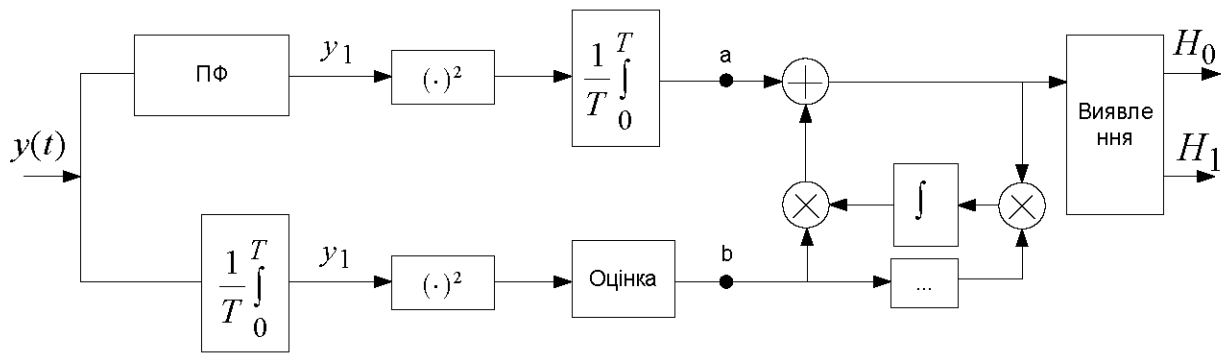


Рис.4.2. Структурна схема енергетичного виявника викличних сигналів

Нормована до спектральної щільності потужності шумів статистика на виході енергетичного виявника має центральний розподіл  $\chi^2$  у разі відсутності сигналу, і нецентральний  $\chi^2$  – розподіл при наявності сигналу з параметром нецентральності, що дорівнює подвоєному відношенню сигнал-шум, і числом ступенів свободи що дорівнює подвоєному добутку тривалості сигналу на ширину смуги [147].

Для розрахунку робочих характеристик енергетичного виявника використовується узагальнена  $Q$ - функція Маркума, алгоритми обчислення якої відомо з [151]. Недоліком даного виявника є залежність порогу виявлення від невідомої спектральної щільності потужності шуму, що не гарантує постійного рівня помилкових тривог при змінній інтенсивності завад. Викличний сигнал з відомою структурою, що виявляється можна представити у вигляді:

$$x(t) = Aa(t) \cos[\omega t + \psi(t) + \varphi], \quad (4.17)$$

де  $A$  – невідома амплітуда  $A \geq 0$  і невідома фаза несучої ;  $\varphi \in [0, 2\pi]$  (де  $a(t)$  – обвідна, що характеризує амплітудну модуляцію;  $\psi(t)$  – обвідна, що характеризує фазову і частотно-фазову модуляцію. Виявлення ВС відбувається на фоні завади з невідомою дисперсією (випадок некогерентного виявлення) рішення задачі за критерієм (4.17) призводить до виявника, що заснований за  $F$ -статистикою [146], яка являє собою вибір гіпотези проти альтернативи:

$$Z = \frac{\chi_1^2(n_1, 0)}{\chi_2^2(n_2, \lambda_2)} \text{ при гіпотезі } H_0, \quad Z = \frac{\chi_1^2(n_1, \lambda_1)}{\chi_2^2(n_2, 0)} \text{ при гіпотезі } H_1. \quad (4.18)$$

де  $\chi_1^2(n_1, \lambda_1), \chi_2^2(n_2, \lambda_2)$  – незалежні коефіцієнти  $\chi^2$  - розподілу випадкової величини  $Z$  ;

$n_i$  - число ступенів свободи випадкової величини;

$\lambda_i, i = 1, 2$  – параметр нецентральності.

Оскільки одночасно мінімізувати  $P_{пт}$  і  $P_{пц}$  неможливо, при організації виявлення сигналу виклику АС важливо зафіксувати допустимий рівень  $P_{пт}$  і мінімізувати  $P_{пц}$ .

В інших ситуаціях, наприклад в радіолокації, фіксують  $P_{пц}$ , зазвичай, оскільки велику небезпеку становить невиявлення об'єкта.

Очевидно, вибираючи  $P_{пт} \leq P_{пт}^{доп}$  з умови мінімуму цього значення, цим самим припускаємо більше число пропусків викличних сигналів, а відповідно і деяке збільшення часу доступу до мережі. Інакше велика кількість помилкових тривог призведе до непродуктивних витрат БС і її завантаження.

Тому значення  $P_{пт}^{доп}$  слід вибирати, виходячи з необхідної якості обслуговування QoS. Фіксуючи  $P_{пт}^{доп}$ , можна ставити задачу оптимізації виявлення сигналу з відомою формою і невідомою дисперсією з використанням критерію мінімуму ймовірності пропуску  $\min_{\delta \in D_1} P_{пц}$ .

Для розрахунку робочих характеристик енергетичного виявника використаємо узагальнену  $Q$ -функцію Маркума [151]. Такий виявник є оптимальним для умов завод типу ГБШ. Однак скористатися відомими рішеннями, які запропоновані в роботах Шварца і Літтла [10], не представляється можливим. Відмінність цієї задачі полягає в тому, що виявляти ВС  $x(t)$  доводиться не на тлі ГБШ, а на тлі станційних завод групи ВС інших АС і того ж ГБШ.

Завадова обстановка у викличному каналі постійно змінюється згідно з основним трафіком. Так, в періоди ЧНН на вході приймача ВС БС одночасно

може здаватися більш 10 ВС АС, що піднімає рівень заводового фону на 10-20дБ по відношенню до теплового шуму.

Статистика такої заводової ситуації нестационарна і асимптотично прагне до нормального закону в силу виконання умов центральної граничної теореми. Після узгодженого прийому ВС  $i$ -й АС розподіл ймовірностей сукупних завод ще більше нормалізується. У нічні години число викличних сигналів АС знижується і становить понад 5-15 в одну хвилину. Таким чином, заводова обстановка утворюється з 2-х основних компонент:  $v(t)$  – теплового ГБШ з дисперсією в смузі прийому  $\sigma_v^2$  і  $x_\Sigma(t)$  – сукупного процесу ВС активних абонентських станцій з дисперсією  $\sigma_\Sigma^2 \gg \sigma_v^2$ . Такий інтегральний заводовий процес носить назву шуму Ліхтера [148]. Щільність розподілу ймовірностей такого шуму має характер полігауссівського,

$$P_L(x) = \frac{1-a}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} \exp\left\{-\frac{x^2}{\sigma_v^2}\right\} + \frac{a}{\sqrt{2\pi\sigma_\Sigma^2}} \exp\left\{-\frac{x^2}{\sigma_\Sigma^2}\right\}, \quad (4.19)$$

де  $\sigma^2 = \sigma_v^2 + \sigma_\Sigma^2$  – дисперсія сукупного шуму;  $a = \omega\lambda$ ,  $\omega$  – середня частота появи ВС,  $\lambda$  – середня тривалість дії ВС АС. Аналітичний вигляд щільності ймовірності вирішальної статистики енергетичного виявника  $P_{\chi^2}(z, n, \sigma_a^2)$  знайти досить складно. Тому на практиці користуються методами статистичного моделювання.

Для отримання чисельного результату скористаємося апроксимацією [152]. Щільність розподілу ймовірності узагальненого центрального  $\chi^2$  –розподілу з числом ступенів свободи  $n$  і  $\sigma_a^2$  дисперсією представляється у вигляді:

$$P_{\chi^2}(z, n, \sigma_a^2) = \frac{z^{\frac{n}{2}-1} \exp\left\{-\frac{z}{2\sigma_a^2}\right\}}{(2\sigma_a^2)^{\frac{n}{2}} \Gamma(n/2)}, \quad (4.20)$$

$$\text{де } \sigma_a^2 = \frac{\sigma_v^2}{(1-a)\sigma_v^2 + a\sigma^2}.$$

Умовна щільність розподілу ймовірностей вирішальної статистики, за умови, що вірна гіпотеза  $H_0$  :

$$P_0(z/H_0) = P_{\chi^2}(z, n, \gamma_0) \left[ a^{n-2} \left( \frac{\gamma_0}{\sigma_a^2} \right) F_{11} \left( \frac{n}{2}, \frac{z}{2\sigma^2} - \frac{z}{2\sigma_v^2} \right) \right], \quad (4.21)$$

$$\text{де } \gamma_0 = \frac{\sigma^2}{(1-a)\sigma_v^2 + a\sigma^2}; \quad {}_1F_1(A, B, C) = \frac{\Gamma(B)}{\Gamma(A)\Gamma(B-A)} \int_0^1 \exp\{ct\} t^{A-1} (1-t)^{B-A-1} dt$$

вироджена гіпергеометрична функція Куммера. Результати розрахунку

за формулою  $P_{\text{ЛТ}}(T) = \int_T^{\infty} P_0(z/H_0) dz$  наведено на рис.4.3.

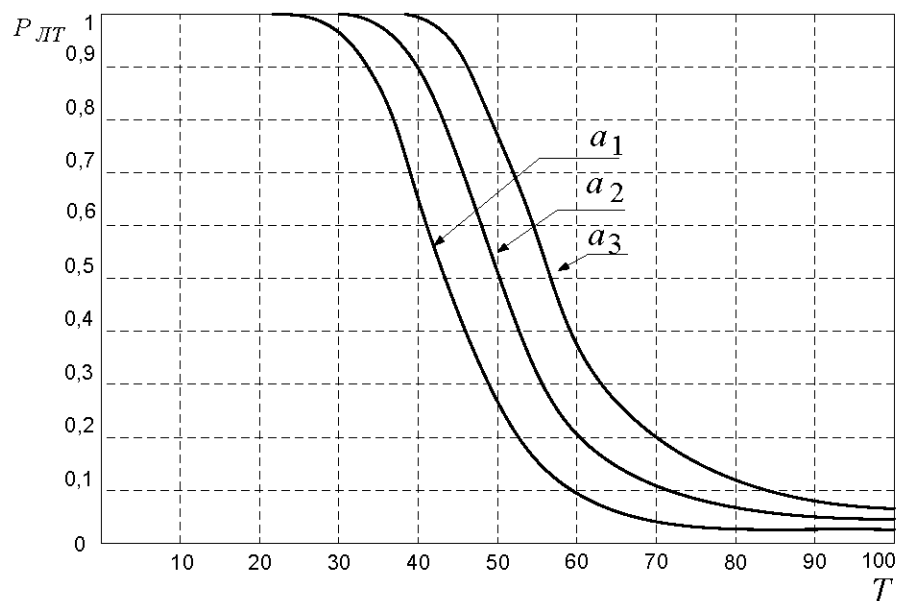


Рис.4.3. Залежність ймовірності помилкової тривоги від порога виявлення

$$P_F(T')$$

Реалізація  $n=50$  отримана при відліках ВС і дисперсіях  $\sigma_{\Sigma}^2 / \sigma_v^2 = 19$  дБ  
 $a_1 = 0,001$ ,  $a_2 = 0,005$ ,  $a_3 = 0,01$ . Очевидно, коефіцієнт характеризує частку, що

обмежує частини сукупного процесу Ліхтера. З рисунка слідує, що зі збільшенням кількості одночасно діючих сигналів виклику АС ймовірність помилкової тривоги  $P_{\text{пт}}$  знижується. З іншого боку  $T$ , вибором порогу вдається отримати необхідне значення  $P_{\text{пт}}$ .

Особливо значущими є залежності якості виявлення від співвідношення сигнал/шум, де в якості шуму – шум Ліхтера. Дане відношення виглядає:

$$q = \sqrt{h^2} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n S_i^2}{\sigma^2}} ; h^2 = \frac{\sum_{i=1}^n S_i^2}{\sigma^2}. \quad (4.22)$$

Тут  $S_i$  – відліки сигналу,  $\sigma^2 = \sigma_1^2 + a\sigma^2$  – дисперсія шуму Ліхтера. Методом статистичного моделювання можуть бути отримані значення ймовірності правильного виявлення  $P_{\text{пв}}$  при фіксованій ймовірності помилкової тривоги  $P_{\text{пт}}$ . Зафіксуємо ймовірність помилкової тривоги на рівні  $P_{\text{пт}} = 0,01$ . Ймовірність правильного виявлення  $P_{\text{пв}}$  була розрахована за приближеною аналітичною формулою [148-152]:

$$P_{\text{по}} = 1 - C \left\{ (1-a)^n \exp(-h^2/2) \times \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(h^2/2)^r}{r!} \gamma\left(\frac{n}{2} + r, \frac{T}{2\sigma_a^2}\right) + a \exp(-h^2/2) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-h^2/2)^k}{k!} \gamma\left(\frac{n}{2} + k, \frac{T}{2\gamma_0}\right) \right\}. \quad (4.23)$$

За допомогою залежності (4.23) вдається описувати ефективність традиційного енергетичного виявника. Тут  $T$  – значення порогового рівня  $C = [(1-a)^n + a^n]^{-1}$  – нормована константа,  $n$  – обсяг вибірки. На рис.4.4 представлені графіки залежності ймовірності правильного виявлення  $P_{\text{пв}}(T')$  від порогового рівня, побудованого у відповідності з (4.23).

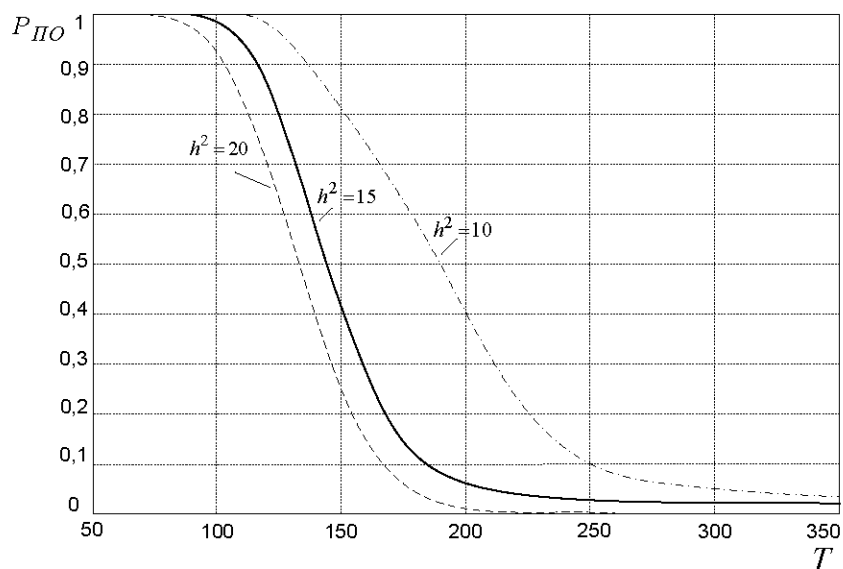


Рис.4.4. Залежності ймовірності правильного виявлення  $P_{ПВ}$  від порогового рівня  $T$

На рис.4.5. представлено графіки залежності ймовірності правильного виявлення  $P_{ПВ}(h^2)$  при різних фіксованих значеннях ВСШ.

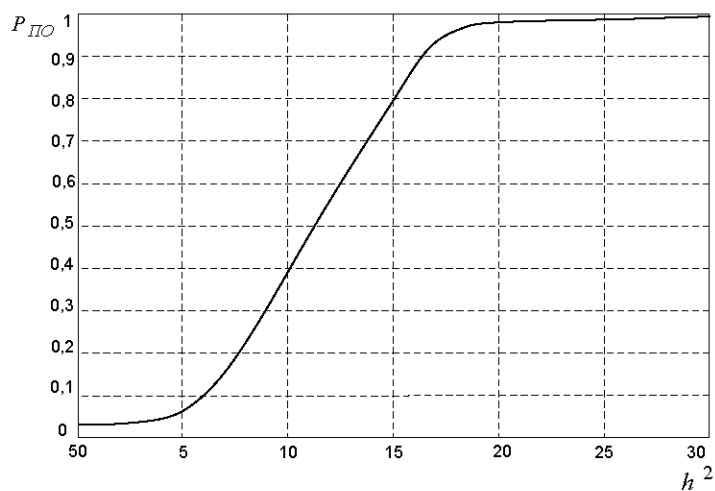


Рис.4.5. Залежності ймовірності правильного виявлення  $P_{ПВ}$  при різних фіксованих значеннях ВСШ

Представлені залежності дозволяють вибирати відповідні характеристики енергетичного виявника і задавати поріг  $T$  з метою фіксації значень  $P_{ПВ}$ . Разом з



тим, дані характеристики не пов'язані з вказаними співвідношеннями. Знайдемо рішення, які мінімізують час виявлення ВС  $i$ -й АС.

### 4.3 Оптимізація алгоритмів виявлення викличних сигналів

#### Постановка задачі

При організації процедури виявлення ВС важливим є не тільки досягнення максимуму правильного виявлення  $P_{np}(k)$  по  $k$  – сигналів виклику, але і мінімізація числа цих сигналів. Ця задача оптимізації спрямована на забезпечення необхідного рівня обслуговування  $QoS$ , зокрема на мінімізацію затримки в наданні цього обслуговування.

#### Вибір методу рішення

Поставлена задача вирішується в класичній постановці як вибір гіпотези про наявність ВС ( $H_1$ ) проти альтернативи  $H_0$ . У силу великого розосередження рівнів сигналів і завад на входах вирішальної схеми, остаточне рішення з одиничного випадку виявлення ВС ( $H_1$ ) не приймається. Зазвичай вимагається передача декількох ВС і кілька фактів виявлення цього сигналу. Відносно рішення з кількох правильних виявлень одиничних ВС, як правило, приймається за правилом "к" з "m", де  $m$  – заздалегідь встановлений обсяг вибірки ВС.

#### Рішення задачі оптимізації виявлення "к" з "m"

Процедура виявлення "к" з "m" зазвичай розбивається на два етапи. На 1-му етапі проводиться незалежно один від одного виявлення ВС за вибіркою обсягом  $m$ , де кожний елемент вибірки – окремий ВС. В результаті моніторингу отримуємо послідовність значень 0 і 1, які відповідають рішенням про відсутність, і виявленні ВС в спостереженнях  $y(t) = Hx(t) + v(t)$ , де  $x(t)$  – ВС. Таким чином, отримуємо повторну вибірку нулів і одиниць, що підлягає подальшій обробці на другому етапі. На другому етапі за отриманою статистикою  $n=1,2,\dots,m$  здійснюється підрахунок числа виявлених ВС. При перевищенні цієї

кількості  $k \geq k_{кр}$  на інтервалі  $m$  приймається остаточне рішення про наявність виклику відповідної АС.

Результати аналізу алгоритму виявлення за правилом "k" з "m"

Результати отримаємо для типових мобільних каналів в умовах релеївського розподілу ймовірностей амплітуди сигналу  $x(t)$ , що приймається на тлі білого гауссівського шуму  $v(t)$ . В цих умовах: ймовірність правильного виявлення [153]:

$$P_{ni} = P(1|H_1) = P(1|H_0)^{(1+k^2/2)^1}, \quad (4.24)$$

де  $h^2 = \frac{E_c}{N_0}$  – відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму.

В результаті моделювання отримано графічні залежності  $P_{ПВ}$  від обсягу повторної вибірки  $m$  при різних значеннях  $k$  (рис.4.6). З наведених залежностей випливає, що при малих обсягах вибірки  $m \leq 5 \dots 7$  ймовірність правильного виявлення низька, водночас вона швидко росте зі зростанням  $m$ . Аналогічна залежність  $P_{ПВ}$  від  $k$ : із зростанням  $k$  збільшується ймовірність  $P_{ПВ}$ , що відповідає фізичним міркуванням.

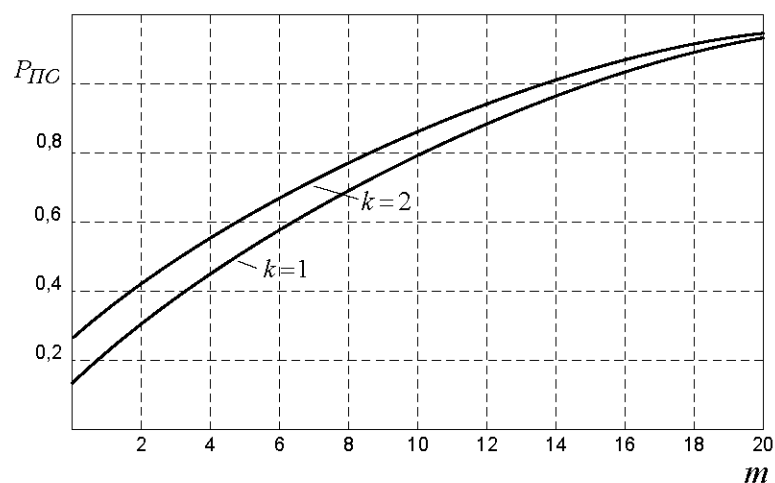


Рис.4.6. Графіки залежності  $P_{ПВ}$  від обсягу повторної вибірки  $m$

Аналіз якості алгоритму виявлення за правилом "k" з "m"

Позначимо помилкове і правильне виявлення на одиничному інтервалі  $i=1,2,\dots,n$  відповідно  $P(1/H_0)$  і  $P(1/H_1)$ , тоді ймовірність правильного виявлення  $P_{ПВ} = P_{ПВ}(r, m)$  і помилкової тривоги  $P_{ПТ} = P_{ПТ}(r, m)$ . Остаточне рішення залежить від ймовірностей  $P(1/H_0)$  і  $P(1/H_1)$ , а точніше від обсягів повторної вибірки  $m$  і  $k$ . Проаналізуємо залежності необхідних значень ймовірностей  $P_{ПТ}$  і  $P_{ПВ}$  від параметрів  $m$  і  $k$ . В результаті моніторингу отримуємо послідовність "m" випробувань, які являють собою незалежні випробування. При цьому розподіл ймовірностей події  $i = k$  може бути апроксимовано розподілом Бернуллі [154]:

$$P(k = i) = C_m^i p^i q^{m-i}, \quad (4.25)$$

де  $C_m^i = \frac{m!}{i!(m-i)!}$  – біноміальні коефіцієнти, що визначають число правильних виявлень з "m".

$p^i$  – ймовірність правильного виявлення  $i$ -го ВС

$q = 1 - p$  – ймовірність пропуску цілі.

В результаті отримуємо:

$$P_{ЛТ} = 1 - (1 - P(1/H_0))^m \sum_z \binom{m}{z} \left( \frac{P(1/H_0)}{1 - P(1/H_0)} \right)^z, \quad (4.26)$$

$$P_{ПО} = 1 - \left( \prod_{i=1}^m (1 - P(1/H_0)) \right)^{k-1} \sum_z \sum_{1 \leq i_1 < \dots < i_z \leq m} \prod_{l=1}^z a_{i_l}, \quad (4.27)$$

де

$$a_i = P(1/H_1) / [1 - P(1/H_1)].$$

В лінях мобільного зв'язку параметри ВС вибираються таким чином, щоб ймовірність пропуску мети була б мінімальною, тобто  $P_{ПЦ} \ll 1$ , при цьому:

$$P_{\text{ПЦ}} = P(1/H_0) \cdot \left[ P_{\text{ЛТ}} / \binom{m}{k} \right]^{\frac{1}{k}}. \quad (4.28)$$

Формули (4.26)-(4.28) встановлюють залежність характеристик алгоритму  $P_{\text{ЛТ}}$  та  $P_{\text{ПВ}}$  його параметрів  $m$ ,  $k$  і характеристик системи первинної обробки  $P(1/H_0)$  і  $P(1/H_1)$ . Дослідити отримані вирази аналітично досить складно. Тому подальші результати отримані за допомогою математичного моделювання.

Оптимізація параметрів алгоритму. Для отримання чисельних результатів прийємо деякі обмеження:

– амплітуди сигналів  $S_i(t)$ ,  $i=1,2,\dots,m$  і їх початкові фази є незалежними випадковими величинами, розподіленими відповідно за законом Релея і рівномірно на інтервалі  $[0, 2\pi]$ ;

– завада  $[0, 2\pi]$  – ГБШ зі спектральною щільністю  $N_0$ ;

– первинна обробка сигналів оптимальна, і при вибраних моделях сигналів і завади вона полягає у порівнянні з порогом квадрата модульного значення кореляційного інтеграла [155]. Відомо, що в цих умовах

$$P(1/H_1; D_i) = P(1/H_0)^{(1+h^2/2)^k}, \quad (4.29)$$

де  $h^2 = E_c/N_0$  – відношення сигнал-шум для спостереження  $y_i(t)$ ;  $E_c$  – середнє значення енергії сигналу  $S_i(t)$ . Вираз (4.29) при зроблених допущеннях дозволяє визначити ймовірність  $P_{\text{ПВ}}(k; m)$ . Результати розрахунку залежності  $P_{\text{ПВ}}(k; m)$  від параметрів  $m$  і  $k$  при  $P_{\text{ЛТ}} = 10^{-7}$  постійних значеннях  $h^2$  представлені графіками на рис.4.7 і 4.8.

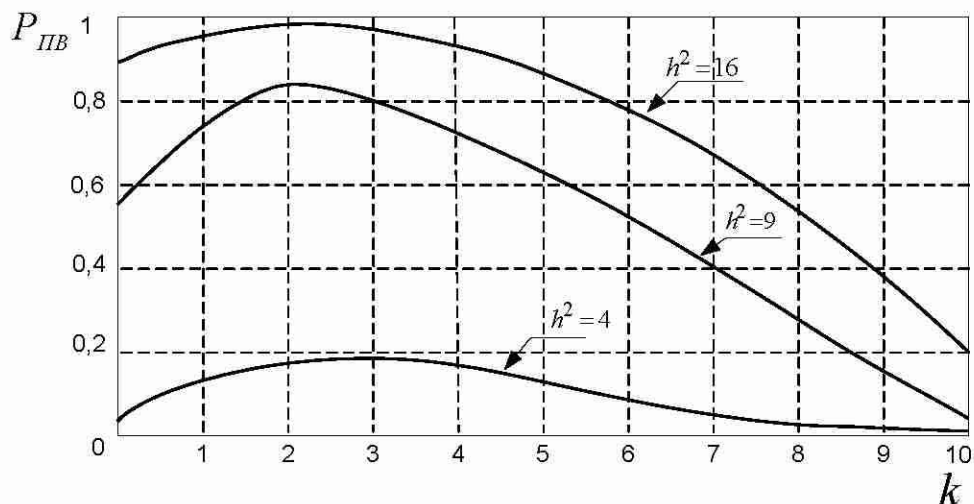


Рис.4.7. Графіки залежності ймовірності  $P_{PB}$  від розміру повторної вибірки виявлених ВС при різному співвідношенні сигнал/шум

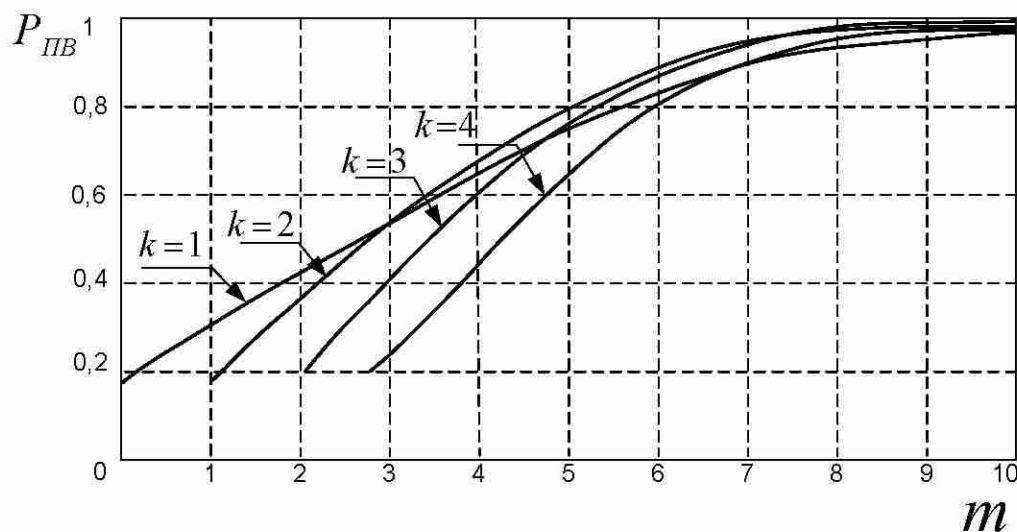


Рис.4.8. Графіки залежності ймовірності  $P_{PB}$  від розміру успішних результатів повторної вибірки виявлених ВС

Графіки залежності ймовірності правильного виявлення від розміру успішних результатів повторної вибірки виявлених ВС

З рис.4.7 видно, що і при  $m=10$  будь-якому значенні  $h_i^2$  залежність  $P_{PB}(k; m)$  має максимум, відповідний оптимальному значенню параметра  $k$ . Аналогічний результат отримано і для інших значень.

На рис.4.8 показані залежності від ймовірності  $P_{ПВ}(k; m)$  при  $m$ -різних значеннях  $k$ . З наведених тут графіків випливає, що існують такі мінімальні значення параметра  $m$ , які при відповідних оптимальних  $k$  забезпечують задану ймовірність правильного виявлення  $P_{ПВ}$ . При цьому для різних  $P_{ПВ}$  розрізняються і оптимальні значення параметрів.

Для  $P_{ПВ} = 0,5$  оптимальні  $m = 4$ ,  $k = 1$ ;

для  $P_{ПВ} = 0,7$   $k = 2$ ,  $m = 5$ ;

для  $P_{ПВ} = 0,9$   $m = 8$ ,  $k = 3$ ;

Таким чином, для алгоритмів виявлення  $k$  з  $m$  в умовах виявлення що змінюються, умови існують оптимальні за критерієм максимуму якості виявлення параметри  $m$ ,  $k$ . Їх значення визначаються вимогами до ймовірностей помилкової тривоги і правильного виявлення і характеристик первинної системи обробки спостережень.

#### **4.4 Оптимізація послідовної процедури виявлення сигналів виклику з супроводом у початковій стадії**

Запропонована в розділі 4.3 оптимізована процедура виявлення ВС за правилом "к" з "m" не враховує динаміку самого процесу виклику. Оскільки зазначена процедура однаково ефективна, якщо на інтервалі вибірки  $m$  при рівному співвідношенні нулів і одиниць залишається незмінним при всіх випадках розташування 0 або 1 на цьому інтервалі. Разом з тим випадок, коли послідовність рішень на даному інтервалі починається з нулів, наприклад 0,0,0,0...1,1,..m принципово відрізняється від послідовності 1,1,1,1...00. При послідовному моніторингу виявлених ВС на  $i$ -циклах облік початковій стадії має принципове значення. Сама процедура будується таким чином, що у разі невиявлення ВС на відповідних  $i$ -циклах відбувається скидання початкових даних і процедура переходить на наступний інтервал. Розглянемо ситуації послідовного виявлення ВС при різних початкових процедурах реалізації моніторингу [156-158].

#### 4.4.1 Метод організації послідовної процедури виявлення і супроводу ВС з урахуванням початкової стадії

Часто вважають, що при послідовному виявленні ВС АС використовується критерій 3 з 3-х». ВС вважається виявленим, якщо цей сигнал був виявлений у 3-х циклах передачі, що слідують один за одним. У той же час правилом скидання статистики вважається невиявлення ВС на основі критерію «2 пропуски поспіль». Такий процес, коли відбувається виявлення і супровід послідовно виявлених сигналів можна розглядати як траєкторний моніторинг. Процес виявлення і супроводу траєкторії характеризується кількома станами. Якщо до моменту ще не було отримано жодного ВС, то такий стан будемо називати вихідним станом або станом з номером "0". По мірі надходження ВС процес буде переходити в інші стани, що мають номери 1, 2, ... і т. д. Логіка переходів від одного виявлення до іншого визначається процедурами зав'язки і скидання траєкторій. Якщо на відрізках часу моніторингу ВС був виявлений і прийнята позначка була правильно прив'язана, то цьому відрізку будемо ставити у відповідність цифру "1", інакше - цифру "0", тобто, цифра "1" означає надходження позначки ВС на 2-й етап для аналізу процедури виявлення. Для аналізу і прийняття рішення щодо наявності або відсутності ВС слід розглянути статистику 2-го етапу в трьох останніх циклах прийому. Ці результати можна записати у вигляді послідовності з трьох цифр, наприклад "011". Якщо аналіз проводиться в третьому циклі, то перша з цих цифр (розташована ліворуч цифра "0"), належить до першого циклу огляду. Наступні дві цифри відносяться до другого і третього циклів. При аналізі у четвертому циклі використовується нова послідовність. Вона формується з колишньою шляхом відкидання лівої цифри і додавання праворуч нової, що характеризує результат роботи в четвертому циклі. Наприклад, якщо в четвертому циклі ВС не був виявлений, то отримаємо "110". Трьохрозрядне двійкове число, аналізоване при зав'язці траєкторії, може приймати вісім різних значень. Тому, формально, процес зав'язки може перебувати у восьми різних станах. Однак деякі стани виявляються еквівалентними, наприклад, "000" і "100". У цих випадках в

поточному циклі огляду траєкторія не буде зав'язана. А в наступному циклі обидва ці стани перейдуть в один і той же новий стан. Фактично виявляється, що при використанні критерію «3 з 3-х» процес зав'язки траєкторії може перебувати в чотирьох станах, що розрізняються між собою по суті.

Процес виявлення і супроводу траєкторії представлений на рис.4.9 графом, де відображені переходи з одного стану в інший.

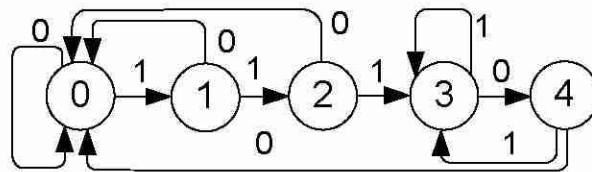


Рис.4.9. Перехідний граф станів для критерію «3 з 3-х» для траєкторії  
0,1,2,3,4

На самому початку роботи процес знаходиться в нульовому стані (кружок з номером "0" всередині). Якщо результатом роботи в поточному циклі огляду є "1", то здійснюється перехід в стан "1". Цей перехід відображається стрілкою, що з'єднує стани "0" і "1" (стрілка позначена цифрою "1", що є результатом роботи в поточному циклі). Якщо ж результатом є "0", то процес залишається в нульовому стані. Аналогічно відображаються всі інші переходи. Під час зав'язки траєкторії процес знаходиться в стані "0", "1" або "2". Стан "3" можна віднести як до зав'язки траєкторії, так і до супроводу траєкторії. При супроводі траєкторії процес знаходиться в стані "3" або "4". При скиданні траєкторії з супроводу здійснюється перехід зі стану "4" в стан "0".

Позначимо через  $q_{0_i}$ ,  $q_{1_i}$ ,  $q_{2_i}$ ,  $q_{3_i}$ ,  $q_{4_i}$  ймовірності того, що процес роботи з траєкторією знаходиться в станах "0", "1", "2", "3", "4". Індекс  $i$  позначає номер завершеного циклу огляду;  $i = 1, 2, \dots$ . Ймовірності з нульовим індексом описують стан до початку роботи; задаємо  $q_{0_0} = 1$ ,  $q_{1_0} = q_{2_0} = q_{3_0} = q_{4_0} = 0$ . Припустимо, що відомі ймовірності станів  $q_{0_{i-1}}$ ,  $q_{1_{i-1}}$ ,  $q_{2_{i-1}}$ ,  $q_{3_{i-1}}$ ,  $q_{4_{i-1}}$  після  $(i-1)$ -го циклу огляду.



Позначимо через ймовірність  $p$  того, що результатом роботи в тому чи іншому циклі моніторингу є "1". Відповідно з ймовірністю  $(1-p)$  може спричинити "0". Цих даних достатньо, щоб визначити ймовірності станів після  $i$ -го циклу огляду. Наприклад, в стан "1" можна прийти тільки із стану "0" і тільки в тому випадку, якщо в поточному циклі огляду відмітка від ВС була отримана. Тому,  $q1_i = p - q0_{i-1}$ . Користуючись поданим на рис.4.13 графом, запишемо вирази для інших ймовірностей. У результаті отримаємо рекурентні співвідношення

$$\begin{aligned}
 q0_i &= (1-p)q0_{i-1} + (1-p)q1_{i-1} + (1-p)q2_{i-2} + (1-p)q4_{i-1}; \\
 q1_i &= p \cdot q0_{i-1}; \\
 q2_i &= p \cdot q1_{i-1}; \\
 q3_i &= p \cdot q2_{i-1} + p \cdot q3_{i-1} + p \cdot q4_{i-1}; \\
 q4_i &= (1-p) \cdot q3_{i-1},
 \end{aligned}
 \tag{4.29}$$

які дозволяють знайти ймовірності станів після будь-якого циклу огляду. Ймовірність правильного виявлення і супровід траєкторії визначається як  $P_{ПВ} = q3_i + q4_i$ . На рис.4.10 представлені результати ймовірності виявлення та проведення траєкторії в залежності від поточного номера циклу моніторингу при різних ймовірностях надходження ВС, отримані за наведеними вище формулами. З графіків випливає, що після достатньої кількості циклів огляду, ймовірність виявлення і супроводу траєкторії досягає деякого постійного значення, що залежить від ймовірності надходження ВС.

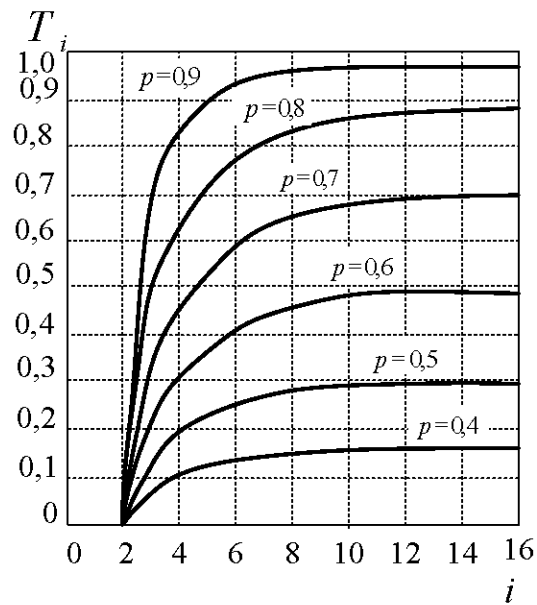


Рис.4.10. Залежність ймовірності правильного виявлення від числа циклів оглядів для різних значень ймовірності разового виявлення

Знайти сталу ймовірність виявлення і супроводу траєкторії (при незмінній ймовірності надходження ВС за один цикл огляду) можна, якщо виконати ітераційні обчислення (4.29) для великого числа циклів огляду. Існує ще один спосіб знаходження ймовірностей. При достатньо великому числі циклів виявлення  $i \gg 1$ , за отримуємо:

$$q^0_i = q^0_{i-1}, q^1_i = q^1_{i-1}, q^2_i = q^2_{i-1}, q^3_i = q^3_{i-1}, q^4_i = q^4_{i-1}.$$

Тому індекси (4.29) можна опустити. Отримаємо однорідну систему лінійних рівнянь щодо невідомих  $q_0, q_1, q_2, q_3, q_4$ :

$$\begin{aligned}
 q_0 &= (1-p)q_0 + (1-p)q_1 + (1-p)q_2 + (1-p)q_4; \\
 q_1 &= p \cdot q_0; \\
 q_2 &= p \cdot q_1; \\
 q_3 &= p \cdot q_2 + p \cdot q_3 + p \cdot q_4; \\
 q_4 &= (1-p) \cdot q_3,
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

Для отримання нетривіального рішення, систему (4.30) необхідно доповнити ще одним рівнянням.

$$q_0 + q_1 + q_2 + q_3 + q_4 = 1. \quad (4.31)$$

Після переходу від ітераційних формул (4.29) до системи рівнянь (4.30) виявилися невикористовуваними початкові дані  $q_{0_0} = 1$ ,  $q_{1_0} = q_{2_0} = q_{3_0} = q_{4_0} = 0$ .

Замість цих початкових даних з'явилося додаткове рівняння (4.31). Спільне рішення (4.30) і (4.31), з урахуванням імовірності виявлення і супроводу траєкторії, яка визначається формулою  $P_{ПВ} = q_3 + q_4$ , отримуємо

$$P_{ПВ} = \frac{p^3(2-p)}{1-p(1-p^2)}. \quad (4.32)$$

Отримаємо загальне рішення. Припускаємо, що для виявлення траєкторії використовується критерій "m" з "n". Скидання траєкторії з супроводу здійснюється при m пропусках ВС поспіль. Можна показати, що стосовно до цих критеріїв встановилася ймовірність виявлення ВС і супроводу траєкторії визначається формулою.

$$P_{ПВ} = 1 - \frac{(1-p)^{m-1}(1-p^n)}{(1-p)^{m-1} + [1 - (1-p)^{m-1}]p^{n-1}}. \quad (4.33)$$

Якщо  $1-p \ll 1$ ,  $P_{ПВ} \approx 1 - n(1-p)^m$ .

Розглянемо приклади деяких перехідних графів. На рис.4.11 представлений граф переходів при реалізації критерію зав'язки траєкторії «3 із 4-х з обов'язковою другою відміткою» і критерію скидання з супроводу «3 пропуску поспіль». Назва відповідного критерію виявлення траєкторії обумовлена тим, що при появі послідовності "1011" рішення про зав'язку траєкторії не приймається (незважаючи на наявність трьох позначок). В іншому випадку, при появі після

другого циклу послідовності "10", для прив'язки позначки в третьому циклі довелося б використовувати строб з великими розмірами. Для критеріїв, представлених графом на рис.4.11, ймовірність виявлення і супроводу траєкторії в сталому режимі має вигляд

$$P_{ПВ} = 1 - \frac{(1-p)^3 [(1+p) + p^2(2-p)]}{(1-p)^3(1+p) + p^2(2-p)}. \quad (4.34)$$

При цьому, якщо  $1-p \ll 1$ , то  $P_{ПВ} \approx 1 - 3(1-p)^3$ .

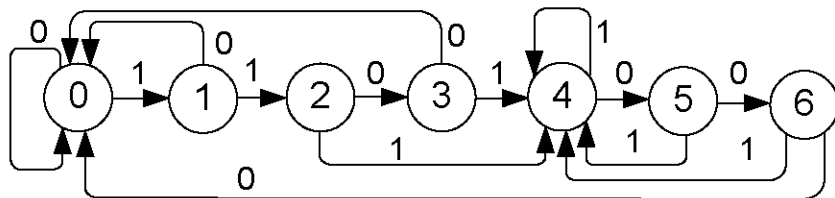


Рис.4.11. Граф перехідних станів для критерію 3 з 4-х з обов'язковою 2-ю відміткою

Позначимо через  $P_0$  імовірність виявлення ВС в циклі огляду. Нехай  $P_\varepsilon$  – ймовірність події, що складається в тому, що відмітка від виявленого ВС не була прив'язана до супроводжуваної або зав'язуваної траєкторії. Тоді ймовірність надходження відмітки від ВС для перевірки критеріїв визначається як  $P_{ВС} = (1-\varepsilon) \cdot P_0$ .

Статистику ВС будемо вважати релеївською. Середнє значення відношення сигнал-шум позначимо через  $h^2$ . Імовірність виявлення ВС в поточному циклі огляду будемо записувати у вигляді  $P_0(h^2)$ . Ймовірність виявлення ВС при релеївських флуктуаціях сигналу [ 159-161]:

$$P_0(h^2) = \exp\left\{ \frac{\lambda}{1+h^2} \right\}, \quad (4.35)$$

де  $\lambda = \ln(1/P_{ПТ})$ ,  $P_{ПТ}$  – ймовірність помилкової тривоги, що відноситься до одного циклу виявлення.

Задаючись значеннями відношення сигнал-шум  $h^2$ , знаходимо  $P_0 = P_0(h^2)$ . Потім визначаємо ймовірність надходження відмітки  $P_{BC} = (1 - P_\varepsilon) \cdot P_0$  і за представленими вище формулами знаходимо ймовірність виявлення і супроводу траєкторії. На рис. (4.12) представлені залежності сталої ймовірності виявлення і супроводу траєкторії від відношення сигнал-шум при  $P_{IT} = 10^{-6}$ ,  $P_\varepsilon = 0$ . Критерій: 1 – «3 з 4-х з обов'язковою другою відміткою» і «3 пропуску поспіль»; 2 – «3 з 3-х» і «2 пропуску поспіль»; 3 – «4 з 4-х» і «2 пропуску поспіль».

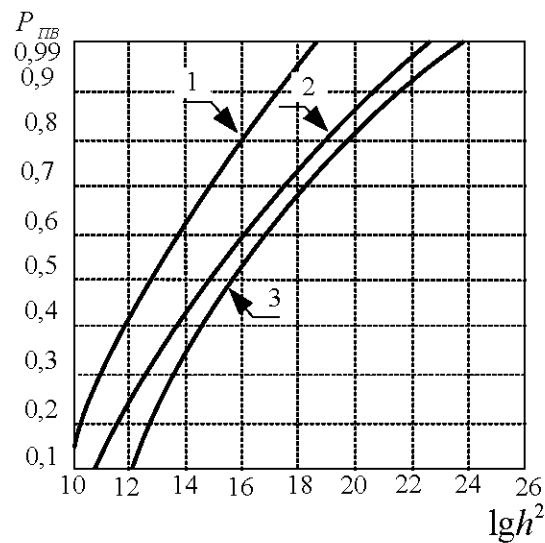


Рис.4.12. Графіки залежності ймовірності правильного виявлення від співвідношення сигнал/шум

У завадах необхідно використовувати критерій виявлення траєкторій «4 з 4-х», який володіє певними перевагами перед іншими критеріями, однак імовірність виявлення ВС і супроводу траєкторій виявляється нижчою, ніж при використанні інших критеріїв. В ускладнених умовах можна отримати більш високу ймовірність, якщо використовувати критерій «3 з 4-х з обов'язковою другою відміткою».

#### 4.5 Висновки до розділу 4

1. Методи виявлення сигналів є складовою частиною у вирішенні більш загальних задач, що виникають у безпроводових телекомунікаційних мережах,

оскільки саме процедура виявлення викличного сигналу передує наданню самої послуги зв'язку абоненту. Особливе значення дана процедура набуває при використанні просторово-часового доступу, оскільки потрібно максимально скоротити відрізок часу від початку виклику до надання самої послуги. При використанні просторово-часового доступу на БС перед наданням послуги необхідно провести ряд процедур з прийому і виявлення ВС кожної активованої АС, організувати для кожної з цих АС відповідну просторово-поляризаційну обробку їх сигналів, оцінити напрямки приходу сигналів і числа станцій та ін. Все це вимагає значних обчислювальних витрат за умови мінімізації часу затримки надання послуги.

2. Мінімізація затримки часу для надання послуги при просторово-часовому доступі може бути досягнута за рахунок ряду оптимізаційних процедур. До числа таких відносяться:

- вибір оптимального вирішального правила виявлення викличних сигналів;
- оптимальна процедура прийняття рішення виявлення ВС АС;
- підвищення завадозахищеності викличних сигналів, що приймаються на тлі теплового шуму та наявності ВС інших АС;
- підвищення ефективності обробки послідовностей ВС та ін.

3. У результаті аналізу параметричних і непараметричних методів виявлення ВС: байєсівського алгоритму, алгоритму максимальної правдоподібності, знакових і знаково-рангових алгоритмів, нейронних методів, включаючи методи персептрона, Кохонена, Хопфілда, Хеммінга, РБФ та ін. в якості основного обрано метод параметричного енергетичного виявлення, заснованого на використанні Q-функцій Маркума, який у силу своєї простоти й універсальності застосовується в каналах із завмираннями для виявлення детермінованих сигналів відомої структури.

4. Проведено аналіз характеристик енергетичного виявлення викличного сигналу АС на тлі шуму Ліхтера, що складається з незалежних компонент ГБШ і сукупності викличних сигналів інших АС. При цьому використана полігауссова апроксимація шуму Ліхтера і отримані методами машинного моделювання залеж-

ності ймовірності помилкової тривоги і правильного виявлення ВС при різних умовах порога виявлення залежно від умов сигнально-завадової обстановки.

5. Запропоновано метод скорочення процедури виявлення запиту виклику абонентської станції з використанням непараметричної процедури оптимального прийому  $k$  сигналів з  $m$ -переданих, з урахуванням початкової стадії процедури виявлення, що дозволило заощадити відрізок часу процесу виявлення сигналів виклику для досягнення сталого режиму для адаптивного алгоритму просторово-часового доступу.

## РОЗДІЛ 5

### ВИБІР МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ НАПРЯМКУ ПРИХОДУ ВИКЛИЧНИХ СИГНАЛІВ АБОНЕНТСЬКИХ СТАНЦІЙ

Проблема визначення напрямку приходу електромагнітної хвилі (ЕМХ) має як самостійне значення (пеленгування джерел радіовипромінювання), так і є складовою компонентою більш загальних задач радіозв'язку, радіолокації, навігації та ін. Розроблена велика кількість способів визначення напрямку приходу сигналів: амплітудні, фазові, вузько- і широкобазисні, з релеївським розділом, з надрозділом та іншими [162-171].

Методи оцінки напрямку приходу сигналів (DOA – Direction of arrival estimation) лежать в основі багатьох задач телекомунікацій, у тому числі в задачах просторово-часового доступу. У задачах ПЧД на основі DOA вирішуються задачі установки головної пелюстки (ГП) діаграми спрямованості у напрямку викликаючої АС, задачі супроводу сигналу АС протягом сеансу.

Вирішенню проблем DOA присвячені роботи автора [172-178].

#### 5.1 Аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів

Всі методи визначення напрямку приходу сигналу в точку спостереження (положення фазового фронту ЕМХ в обраній системі координат) засновані на тому чи іншому використанні ДС прийомної антени, будучи, по суті просторовим фільтром. З теорії антен відомо [179-182], що будь-яка антена має у своїй ДС максимум і мінімум прийому (передачі) з певного азимута. Використовуючи ці особливості ДС можна знайти за значеннями напруг  $U_{\max}$  або  $U_{\min}$  на виході антени відповідні напрямки, які є нормаллю по відношенню до фазового фронту хвилі. В силу специфіки застосування безпроводових систем, нас будуть цікавити напрямки азимутальних кутів. Кути приходу ЕМХ вертикальної площини зазвичай розташовані уздовж горизонту і їх аналіз в даному випадку мало інформативний.



Так, якщо характеристика спрямованості (ХС)  $f(\beta)$ , де  $\beta$  – азимутальний кут, повертати у відповідності зі зміною цього кута, то напруга на виході антени буде відповідно змінюватися, що несе корисну інформацію, за якою можна визначити DOA:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{max}} f(\beta). \quad (5.1)$$

Для  $N$ -елементної лінійної антенної решітки характеристика спрямованості визначається виразами [180]:

$$f_{\Sigma}(\beta) = \sum_{n=1}^N I_n \exp\{jkz_n \cos\beta\}, \quad (5.2)$$

де  $I_n = |I_n| \exp\{j\varphi_n\}$  – комплексна амплітуда збудження  $n$ -го антенного елемента;

$z_n \cos\beta$  – різниця ходу променів, що приходять в точку початку координат. Прийом антеною базової станції сигналів АС здійснюється в головній пелюстці (ГП) ДС. Очевидно, що чим вужче ГП, тим менша ймовірність впливу небажаних сигналів і завад рівень переданого в напрямку точки прийому корисного сигналу, аналогічно при звуженні ГП передавальної антени також зростає. При розмірі апертури  $L/\lambda$  мінімальне значення ширини ГП становить  $\theta = 51\lambda/L$ . У відповідності з особливостями ХС  $f(\beta)$  на практиці використовують два основних методи DOA:

– метод максимуму, коли пеленг  $\beta$  знаходять за значенням  $U_{\text{max}}$  (де  $U_{\text{max}}$ , там і пеленг  $\beta_i$ ), при цьому визначається  $\varphi_n = kz_n \cos\beta_n$ ,  $\beta_n$  – пеленг  $n$ -й АС;

– метод мінімуму, коли використовують значення  $U_{\text{min}}$ .

Обидва зазначені методи володіють своїми перевагами і недоліками. Проаналізуємо їх.

Метод максимуму реалізується досить просто з використанням практично будь-якої антени. Юстування приймальної антени на кореспондента ( $\beta = \beta_s$ ) є нічим іншим, як реалізацією принципу максимуму. Разом з тим, положення

максимуму ДС, як правило, є більш розмитим порівняно з положенням мінімуму ДС. Роздільна здатність, точність визначення кута  $\beta_0$  при цьому методі невисока і має порядок однієї шостої ширини ГП ДС [173,182]:

$$\Delta\beta \approx 0,2\theta, \quad (5.3)$$

де  $\theta$  - ширина ГП ДС на рівні 0,7 або 0,5 при ДС за потужністю.

Однак точність можна коригувати, змінивши параметри (габарити) антени. Відомо [179,182], що ширина ГП антени пов'язана з її електричною довжиною  $l_a$  і визначається співвідношенням

$$\theta = k_A \lambda / l_A, \quad (5.4)$$

де  $k_A$  – коефіцієнт використання антени,  $k_A = 0,4 \div 0,6$ .

Так, для  $\lambda = 0,15$  м і радіусу апертури  $l = 2$  м отримуємо  $\theta = 8^\circ$ . Очевидно така точність для практики може виявитися не завжди достатньою.

З використанням методу максимуму пов'язана і роздільна здатність двох суміжних за напрямком приходу сигналів. На рис.5.1 в декартових координатах представлені графіки ДП двох однакових антен, що демонструють можливість вирішення двох суміжних сигналів з кутами приходу  $\beta_1$  і  $\beta_2$ .

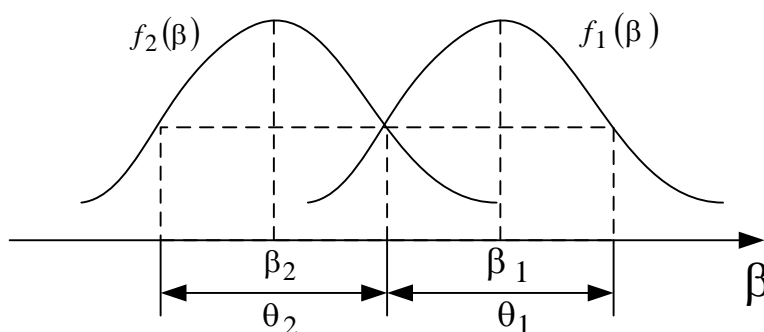


Рис.5.1. Ілюстрація ситуації вирішення двох суміжних сигналів з кутами приходу  $\beta_1$  і  $\beta_2$

Роздільна здатність двох сигналів вважається граничною для даної антени з характеристикою  $f(\beta)$  (релеївська), якщо кутова відстань  $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$ , така, що ХС  $f(\beta_2)$  и  $f(\beta_1)$  перетинаються на рівні, менше 0,7 (для ХС по напрузі) і 0,5 (для ХС за потужністю).

Незважаючи на значну розмитість ХС у позиції максимуму, цей метод продовжує широко застосовуватися на практиці в силу простоти і узгодженості задачами розділу, з іншими основними задачами (виявлення, розрізнення, оптимального прийому та ін). Проте найбільший ефект даний метод дає в комплексі з методом мінімуму (метод рівносигнальної зони).

На практиці широко використовуються багатопроменеві антени (БПА), що представляють по суті аналог гребінчастого фільтра, при цьому пеленг легко визначається за фактом потрапляння сигналу в один з променів (рис.5.2). Така БПА зазвичай реалізується за умови використання матриці діаграм Баттлера [180].

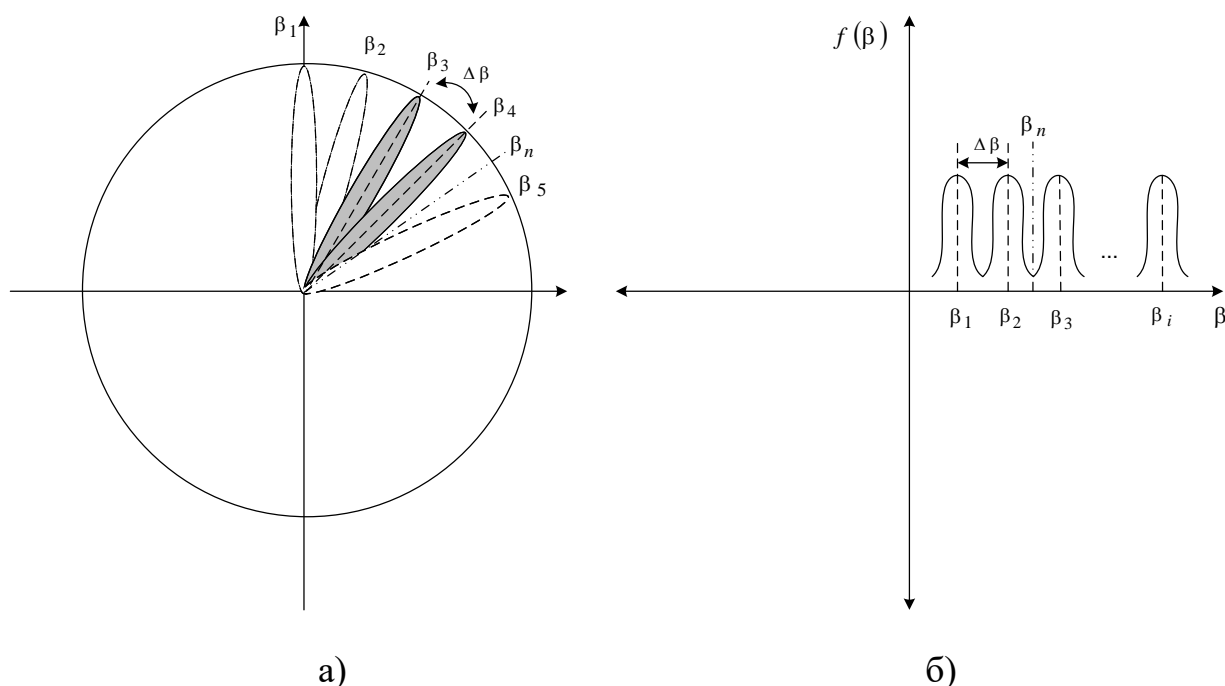


Рис.5.2. Приклад багатопроменевої антени в полярній (а) і декартовій системах координат (б)

Роздільна здатність прийнятих сигналів АС за допомогою БПА можливо на кутових відстанях  $\Delta\beta$ , що задовольняють релеївському критерію. Враховуючи специфіку трафіку мобільних систем одночасно потрібно створювати велике число променів у вузькому секторі напрямків за кількістю викликів АС. Чим більше променів, тим складніше і більше потрібні антени, але і одночасно з цим покращується роздільна здатність суміжних сигналів АС. Однак така БПА для завдань безпроводового зв'язку навряд чи підійде, оскільки велика ймовірність попадання сигналу з кутом приходу  $\beta_i$  (рис.5.2а) в нуль ДС. Що може трапитися, наприклад, при переміщенні АС. Більш конструктивною є БПА з керованою ХС, коли сигнал абонента супроводжується променем ГП ДС. До таких відносяться антенні решітки з адаптацією до зміни сигнально-завадової ситуації (адаптивна антенна решітка – ААР (рис.5.3)).

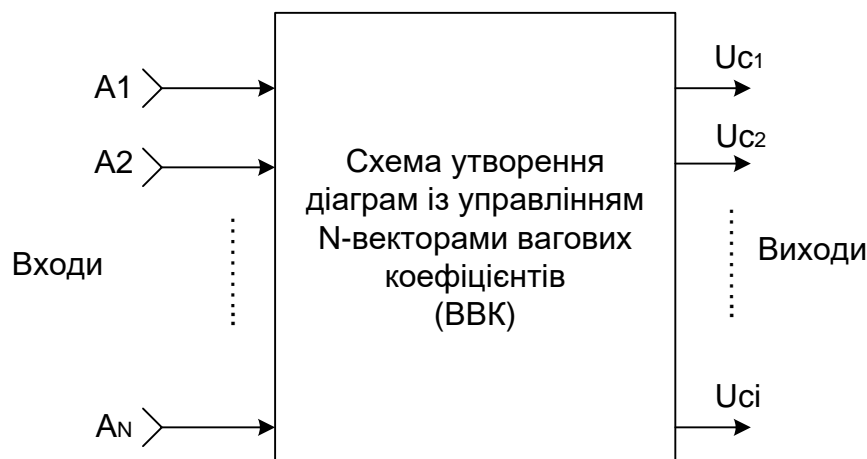


Рис.5.3. Схема  $N$ - елементної адаптивної антенної решітки з  $i$  виходами (за числом одночасно прийнятих сигналів абонентів)

Особливості застосування ААР для задач визначення напрямку приходу представимо нижче.

Метод мінімуму передбачає наявність ДС антени з зоною мінімумів характеристики спрямованості. Більш того будь-якої антени конкретної поляризації є принаймні один мінімум ДС [180]. Часто використовують такі зони

рамкових антен. Ці антени використовують для практичного пеленгування, однак вони мають ряд недоліків, які призводять до зміщення оцінок DOA через антенний ефект, великого впливу навколишніх предметів, малої електричної довжини та ін. На практиці частіше використовують більш складні електронно-керовані конструкції. Так, виходи 2-х антен  $A_1$  і  $A_2$ , навантажені на узагальнене навантаження, можуть мати виходи відповідні сумарній або різницевої діаграм спрямованості. Електрична схема такої конструкції та відповідні  $\Sigma$  і  $\Delta$  діаграм представлені на (рис.5.4).

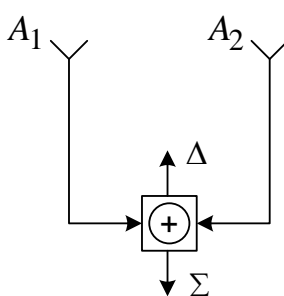
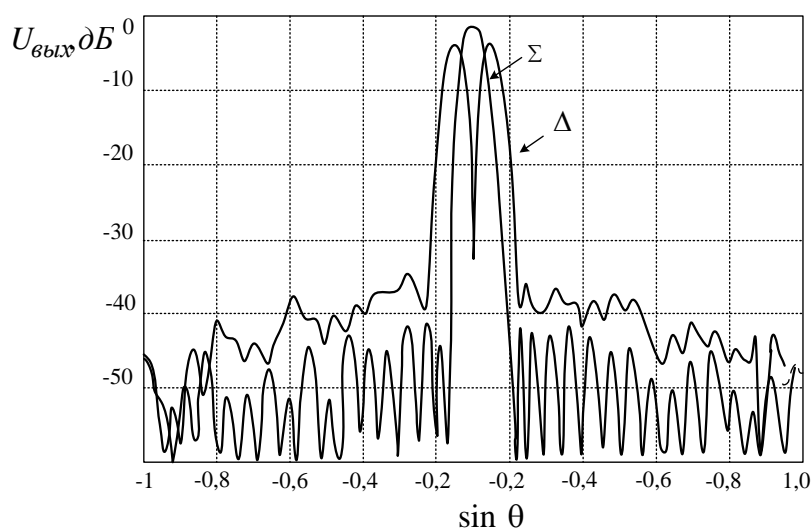


Рис.5.4. Метод утворення  $\Sigma/\Delta$  ХС антенного пристрою ( $A_1; A_2$ )

На рис.5.5 представлено формування діаграми спрямованості 32-х елементної АР.



а)

Рис.5.5. Формування діаграми спрямованості 32-х елементної АР

(а) одна реалізація, (б) 50 усереднених реалізацій

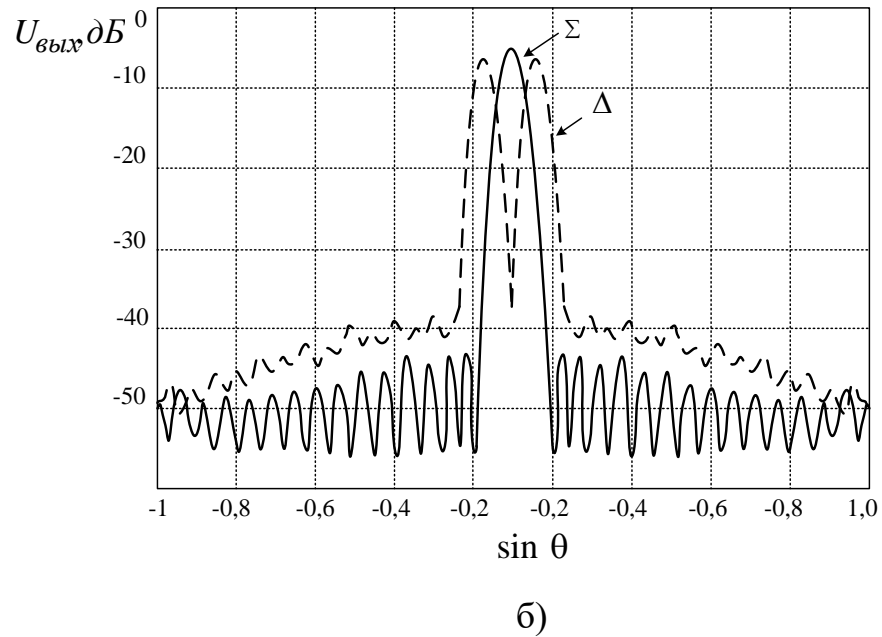


Рис.5.5. (Продовження) Формування діаграми спрямованості 32-х елементної АР

(а) одна реалізація, (б) 50 усереднених реалізацій

В даній антенній конструкції утворюється одночасно 2 ХС:  $f_{\Sigma}(\beta)$  і  $f_{\Delta}(\beta)$  (метод рівносигнальної зони). Очевидно мінімум ХС  $f_{\Delta}(\beta)$  рівносигнальної зони значно більш гострий порівняно з зоною максимуму ХС  $f_{\Sigma}(\beta)$ .

Нашу подальшу увагу приділимо методам визначення напрямку приходу сигналів АС, заснованому на використанні антенних решіток, з електронно-керованим вектором вагових коефіцієнтів (ВВК), за допомогою якого вдається сформуванати необхідну ХС  $f(\beta)$  (5.2).

Окремим питанням стоїть завдання кутового надрозділення (НР), в якій задача визначення напрямку приходу є супутньою. Метод надрозділення реалізується також за допомогою АР, однак на відміну від управління ААР, тут використовуються інші алгоритми. Більш докладний аналіз надрозділення дамо нижче. Тут зазначимо, що для успішного НР рішення потрібна більш висока якість прийому (відношення сигнал/шум), більш точні координати установки антенних елементів (АЕ) і самої конструкції антен, відомі дані щодо статистики сигналів і завад та ін. Крім того, існують певні незадовільні наслідки рішень, коли

в результаті використання методу СР виникають помилкові відмітки про виявлення неіснуючих цілей, зміщення в оцінках напрямку приходу. Разом з тим, задачі надрозділення є перспективними для практики [184-186] та їх застосуванням необхідно надавати певний пріоритет.

## 5.2 Аналіз методів визначення напрямку приходу сигналів абонентських станцій з оцінкою вектора розподілу поля

При вирішенні задач ПЧД на висхідній ділянці  $AC \rightarrow BC$  явне знання напрямку приходу  $\beta$  є обов'язковим, оскільки цей параметр входить в якості аргументу в алгоритм доступу. У зворотньому напрямку  $BC \rightarrow AC$ , необхідно знання зворотнього пеленга, оскільки його пряме значення отримати не вдасться через те, що абонентський термінал, як правило, містить 1, рідше 2 антени, що не дозволяє створити ДС з високою роздільною здатністю. Складність визначення пеленгу від  $AC$  неможливо в силу постійної зміни орієнтації цієї станції.

Таким чином, задачі ПЧД, просторової селекції і DOA (пеленгації) слід вирішувати ресурсами  $BC$ , де ці задачі вирішуються на основі  $N$  – елементної антенної решітки. Особливо привертає увагу розподіл вектора електричної компоненти ЕМХ сигналу на апертурі  $N$  – елементною АР [183]:

$$H = [h_1(t), h_2(t), \dots, h_L(t)]^T, \quad (5.5)$$

де  $H$  –  $(N \times L)$  матриця;

$h_i = [a_1 e^{i\varphi_{1i}}, a_2 e^{i\varphi_{2i}}, \dots, a_{N_i} e^{i\varphi_{Ni}}]$  –  $N$ -мірний вектор, що характеризує розподіл і

просторову структуру поля  $i$ -го з викличного сигналу;

$a_{ki}$  – нормований коефіцієнт підсилення  $k$ -го антенного елемента АЕ в напрямку приходу  $\beta_i$   $i$ -го сигналу;

$\varphi_{ki}$  – фазовий зсув, обумовлений запізненням  $i$ -го сигналу на виході  $k$ -го АЕ по відношенню до точки, прийнятої за фазовий центр АР. У відповідності з (5.2)

шуканою оцінкою пеленга  $\beta_i = \frac{\arccos \varphi_i}{kz_i}$ . Таким чином, оцінка напрямку приходу  $\beta_i$  зводиться до отримання оцінки вектора  $h_i \cdot T$  – операція транспонування.

Розглянемо спочатку специфіку просторово-часової задачі на висхідній ділянці, коли АС вимагає надання послуги зв'язку, і вона передає викличний сигнал (ВС). БС приймає ВС даної АС, виділяє його з множини ВС інших АС і позасистемних завад, що попадають у смугу викличних частот. Просторова селекція ВС здійснюється узгодженим з ШПС-структурою фільтром, а також на основі алгоритму адаптації, зокрема з використанням процедури оцінки ВВК адаптивної антенної решітки [185].

Інакше виглядає задача ПЧД на низхідній ділянці. Оскільки, в силу обмеженості ресурсів АС, сама задача вирішується на передавальній стороні, на БС. Рішення такої задачі зводиться до визначення та оцінки напрямку приходу СВ і установки в зворотньому напрямку вузького променя передавальної антени БС. В даному випадку здійснюється синтез ДС у заданому напрямку приходу СВ даної АС.

Отримаємо оцінки  $N$ -вимірному вектору (5.5) у припущенні невраховування взаємного зв'язку між антенними елементами на основі прийому  $L$ -вимірних сигналів

$$y(t) = Hx(t) + v(t) = W_{opt} x(t) + v(t), \quad (5.6)$$

де  $v(t)$  –  $N$ -вимірний вектор гауссових теплових шумів;

$x(t) = [S_1(t), S_2(t), \dots, S_L(t)]$  –  $L$ -мірний вектор прийнятих сигналів.

$W_{opt} = [w_1, w_2, \dots, w_L]^T$  – оптимальний  $i$ -мірний вектор вагових коефіцієнтів, що визначає амплітудно-фазовий розподіл струмів на виході АЕ, що підлягає оцінці.

З використанням (5.6), отримаємо оцінку матриці  $H$ :

$$W_{opt} = E\{y(t)\}, \quad (5.7)$$



де  $E\{\cdot\}$  – оцінка за критерієм максимуму відношення сигналу  $i$ -ї АС до суми завадових сигналів інших АС і шумів (МВСЗ), мінімуму середнього квадрата помилки (МСКП) та ін.

На підставі оцінки ВВК  $w_i$  здійснюється селекція корисного сигналу і знаходяться DOA-оцінки  $i$ -х сигналів прийнятих для даної АР [183].

Для критерію якості мінімум оцінки, яка визначається як середньоквадратичне відхилення прийнятого ВР від опорного сигналу для  $i$ -ї АС оптимальне значення ВВК  $W_{opt}$  знаходиться з рішення матричного рівняння Вінера-Хопфа:

$$\hat{w}_{МСКО}^{(i)} = R_{yy}^{-1} R_{yx_i}, \quad (5.8)$$

де  $R_{yy}$  – кореляційна матриця прийнятих сигналів АС, у тому числі  $i$ -ї АС, а також шумів  $v(t)$ ;

$R_{yx_i} = \{y(t)x_i(t)\}$  – вектор взаємної кореляції опорного  $x_i(t)$  і вхідного сигналів  $y(t)$ .

Для критерію максимуму відношення  $i$ -го сигналу до суми завадових сигналів і шумів оцінка ВВК:

$$w_{МОСП}^{(i)} = \beta R_{зш}^{-1} V, \quad (5.9)$$

де  $R_{зш}$  – кореляційна матриця завадових сигналів і шумів;

$V$  – керуючий вектор, відповідний сигналу  $i$ -ї АС;

$\beta$  – нормувальний коефіцієнт.

В ідеальному випадку при виборі значення  $W_{opt}^{(i)}$  здійснюється придушення всіх, крім  $i$ -их діючих викличних сигналів АС і в напрямку СВ  $i$ -ї АС встановлюється максимум ДС отриманої в результаті створеного амплітудно-фазового розподілу (АФР).

Даний максимум ДС можна представити як  $F_{\max}^{\Sigma}(\beta)$ , що забезпечує сумарний вихід сумо-різницевого блоку (рис.5.4). Для отримання  $F_{\Delta}$  – різницевої ДС апертура ділиться на дві половини і здійснюється взаємне віднімання сигналів обох половин.

Кореляційна матриця прийнятих сигналів  $R_{yy}$  безпосередньо пов'язана з вектором вагових коефіцієнтів АР  $W_{opt}$  співвідношенням:

$$R_{yy} = W_{opt}^{-1} W_0, \quad (5.10)$$

де  $W_0$  – опорний вектор представляє собою початковий вектор вагових коефіцієнтів. У процесі функціонування цей вектор змінює свою орієнтацію у відповідно до зміни напрямку приходу сигналу, що викликається абонентською станцією і характеризується виразом (5.5).

У процесі функціонування АР здійснює придушення всіх вхідних сигналів за винятком  $j$ -го:

$$h_j = [a_1 e^{j \cdot 1j}, a_2 e^{j \cdot 2j}, \dots, a_{N_i} e^{j \cdot N_j}] . \quad (5.11)$$

Очевидно, в число слабких на  $j$ -му виході потрапляють сигнали інших викликаних станцій і завади зосереджені в даній ділянці частотного діапазону. Для вирішення задачі ПЧД всіх викликаючих АС на БС слід здійснювати оцінку всіх векторів  $h_j$ ,  $j=1,2,\dots,L$ . Таким чином, АР БС буде  $L$ -кратно використовуватися для забезпечення доступу і обробки всіх сигналів АС.

Знайдемо оцінку, використовуючи результати методики, представленої в [187].

Методика побудови алгоритму оцінки  $\hat{h}_j$ ,  $j=1,2,\dots,L$ .

1. Кореляційна матриця  $R_{yy}$  може бути отримана на підставі вибірки  $y_i$ ,  $i=1,2,\dots,k$   $L$ :

$$R_{yy} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^{k-1} y_i y_i^H. \quad (5.12)$$

2. Проводиться оцінка числа джерел сигналів і визначаються значення власних чисел матриці  $R_{yy}$   $\lambda_i$ . Даній задачі присвячено окремий розділ.

3. Формуємо відбілюючу матрицю  $B$  розміру променя  $N \times L$

$$\hat{B} = [(\lambda_1 - \lambda_{\min})\Lambda_1, \dots, (\lambda_i - \lambda_{\min})\Lambda_L], \quad (5.13)$$

де  $\Lambda_i$  – власний вектор, що відповідає власному числу матриці  $R_{xx}$ . Власні числа  $\lambda_i$  повинні бути впорядковані в міру зменшення, починаючи з  $\lambda_{\max}$ . При цьому  $\lambda_{\min}$  відповідає рівню теплового шуму.

4. Обчислюємо оцінки кумулянтів 4-го порядку відбілення вектора вхідних сигналів

$$Z(t) = \hat{B}y(t).$$

Ці кумулянти можуть бути виражені через оцінки відповідних моментних функцій.

5. Формуємо  $N^2 \times N^2$ -кумулянтну матрицю  $k_z$ .

6. Обчислюємо  $\lambda_i(k_z)$ ,  $\Lambda(\lambda_i(k_z))$  і формуємо  $L^2$  матриць  $M_i = \text{vecs}^{-1}(\Lambda(\lambda_i(k_z)))$ , де  $\Lambda(\lambda_i(k_z))$  –  $N^2$ -вимірний власний вектор,  $\text{vecs}^{-1}(\cdot)$  – оператор перетворення  $N^2$ -вимірного вектора на матрицю  $N \times N$ .

7. Обчислення унітарної матриці  $\hat{V}$ , забезпечує спільну діагоналізацію  $L^2$  матриць  $M_i$  і визначення шуканої оцінки  $\hat{N} = \hat{B}^+ \hat{V}$ . Для такої діагоналізації може бути використане узагальнене перетворення Гівенса.

Представлена методика є досить складною для обчислення. Однак частина цих обчислень виконується в інтересах інших задач: забезпечення виявлення, доступу, захисту від завад та ін. В силу складності даний метод не знаходить

практичного застосування. Більш конструктивним є метод рівносигнальної зони, який широко використовується в радіолокації.

### 5.3 Метод оцінки напрямку приходу сигналу абонентських станцій за допомогою рівносигнальної зони прийому

Задача визначення пеленгу  $\beta_i$  за допомогою методу пошуку рівносигнальної зони складається з двох паралельних або послідовних процедур:

1. Знаходження оцінки ВВК  $w_{opt}$ , забезпечують максимум прийому по ГП ХС  $f_{\Sigma}(\beta)_{max}$ .

2. Знаходження різницевої ХС  $f_{\Delta}(\beta)$  шляхом ділення апертури антенної решітки на дві рівні частини.

Розглянемо дані процедури та методику реалізації зазначених алгоритмів.

Метод пеленгації з використанням рівносигнальної зони прийому є поширеною технологією для визначення кутових координат джерел радіовипромінювання в радіолокації. Антенна решітка амплітудного моноімпульсного пеленгатора складається з декількох (двох) ідентичних каналів прийому, що формують діаграми спрямованості з невеликим відхиленням головного променя від рівносигнального напрямку антени (рис.5.6).

Для визначення кутових координат  $\beta_i$  джерела випромінювання амплітудним моноімпульсним методом використовується порівняння відносних (нормованих) потужностей  $P_i$  сигналів, прийнятих одночасно двома половинами (каналами) антенної решітки, і далі оцінка положення джерела випромінювання зводиться до розв'язання системи в загальному випадку нелінійних рівнянь [173]:

$$\frac{f_i(P_i)}{f_j(P_j)} = \frac{P_i}{P_j}, \quad (5.14)$$

де  $f_i(P_i)$  – діаграма спрямованості за потужністю  $i$ -го приймального каналу антеною системи. У процесі рішення  $i$  і  $j$  канали ААР повинні бути ідентичні.

До алгоритмів моноімпульсної пеленгації вдається висувати більш жорсткі вимоги на швидкість і підвищену точність отримання інформації про кутові координати сигналів АС. Однак добре відоме основне обмеження даних методів: наявність умов багатопроменевого розповсюдження двох або більше джерел з порівнянними потужностями призводить до появи великих помилок вимірюваних кутових координат [174].

#### 5.4 Використання штучних нейронних мереж

Відомо ряд методів боротьби з багатопроменевістю. Найбільш конструктивним вважається метод на основі штучних нейромережевих (ШНМ) технологій, що дозволяє отримувати високу якість обробки в реальному масштабі часу.

Нейромережевий алгоритм обробки багатопроменевих сигналів дозволяє визначати кількість СВ інших АС, їх кутові координати в робочій області моноімпульсного простору антенної системи. При наявності двох і більше джерел випромінювання пропонується використовувати нейромережеву структуру для відновлення функції розподілу випромінювання  $\hat{p}(\beta)$  по робочій області антенної решітки. Структурна схема запропонованого нейромережевого методу обробки представляє собою багатосаровий перцептрон, що виконує функцію апроксимації двовимірної множини змінних входів нейронної мережі, в якості яких застосовуються потужності  $P_i$  (відношення потужностей  $P_i/P_j$ ) сигналів обох каналів антенної решітки. Для входу нейронної мережі, відповідного  $i$ -му каналу, потужність сигналу формується у вигляді зваженої сумарної потужності сигналів від усіх  $N$  джерел, які потрапили у відповідну діаграму спрямованості:

$$P_i = \sum_{j=1}^N \hat{P}_j f_i(\beta_j), \quad i = 1, 2, \quad (5.15)$$

де  $\hat{P}_j$  – потужність СВ на вході приймальної антенної решітки,

$\beta_i$  – пеленги  $j$ -х АС.

Кожному виходу нейронної мережі ставиться у відповідність виділений напрям простору кутових координат антенної решітки. При рівномірному розподілі виходів нейронної мережі по простору, нейронна мережа повинна формувати на виході щільність розподілу потужності, вихідний шар мережі повинен містити велику кількість нейронів (порядку декількох сотень).

Таку кількість виходів необхідно, щоб сформувати сітку, яка спроможна покрити всю робочу область антенної системи і забезпечити необхідну роздільну здатність методу, при цьому в ряді практичних випадків накладаються обмеження на обсяг використовуваних алгоритмом обчислювальних ресурсів.

В якості значень вихідних нейронів використовується функція розподілу потужності випромінювання  $\hat{p}(\beta)$  по робочій області антенної системи. Для  $j$ -го точкового джерела радіовипромінювання (ДРВ) з напрямком приходу ( $\beta_j$ ) розподіл потужності випромінювання  $\hat{p}_j(\beta)$  описується дельта-функція Дірака:

$$\hat{p}_j(\beta) = \hat{P}_j \delta(\beta - \beta_j). \quad (5.16)$$

Однак при такій моделі розподілу потужності випромінювання виникають труднощі, пов'язані з дискретністю сітки кутових напрямів, відповідних вихідних нейронів ІНС. Виходи нейронної мережі мають значення, відмінні від 0, у разі, коли стан одного з ДРВ точно (або з заданою помилкою  $\delta x$ ) збігається з напрямком, поставлених у відповідність даного нейрона, і мають значення 0 у всіх інших випадках. Якщо помилка  $\delta x$  вибрати рівній половині кроку дискретизації сітки вихідних нейронів, тоді точність пеленгування ДРВ буде дорівнювати  $\delta x$ . При цьому для збільшення точності запропонованого алгоритму пеленгації необхідно збільшувати розмірність вихідного шару нейронів ШНМ, що пов'язане з часовими і алгоритмічними труднощами при навчанні ШНМ. Якщо

помилка  $\delta x$  вибрати менше половини кроку дискретизації сітки вихідних нейронів, то з'являється ненульова ймовірність того, що внесок одного (або більше) ДРВ не буде враховано в підсумковому розподілі потужності в такій системі, що призведе до пропуску ДРВ і, відповідно, до зменшення точності пеленгування. Тому для виключення можливості пропуску ДРВ в якості функції  $\hat{p}_j(\beta)$ , відбиває розподіл у просторі потужності  $j$ -го ІРІ з координатами  $(\beta_j)$  замість дельта-функції Дірака в роботі застосовується функція Гауса з центром, поєднаним з кутовими координатами ІРІ:

$$\hat{p}_j(\beta) = \hat{P}_j \exp\left(-\frac{(\beta - \beta_j)^2}{2\sigma_\beta^2}\right), \quad (5.17)$$

де стандартне відхилення  $\sigma_x$  і  $\sigma_y$  вибирається, виходячи з геометрії задачі.

Таким чином формується навчальна вибірка: для кожного розташування джерел випромінювання розподіл потужності  $\hat{p}(\beta)$  (вихід нейронної мережі) моделювалося у вигляді суми розподілів потужності від окремих джерел:

$$\hat{p}(\beta) = \sum_{j=1}^N \hat{p}_j(\beta). \quad (5.18)$$

Отриманий розподіл характеризує рівень потужності випромінювання від усіх активних джерел у кожній точці розглянутої області, відповідний запропонованій моделі. Цей розподіл дискретизується у відповідності з розмірами вихідного шару ШНМ, і кожен відлік використовується в якості необхідного виходу відповідного нейрона вихідного шару при навчанні.

В робочому режимі (коли мережа навчена) на вхід мережі подаються виміряні потужності  $P_i$  сигналів всіх каналів антенної системи, а з виходу знімається дискретизована оцінка просторового розподілу потужності випромінювання  $\hat{p}(\beta)$ .

Для визначення числа джерел та їх координат використовується додаткова постобробка вихідного сигналу ШНМ, що полягає в побудові моделі розподілу потужності випромінювання (5.17) і (5.18) і порівнянні її з вихідним сигналом ІНС. Дана задача вирішується методом багатовимірної оптимізації функціонала середньоквадратичної неузгодженості виходу ІНС і сформованої моделі розподілу

$$\Phi = \sum_k \left( \hat{p}(\beta) - \sum_{j=1}^N \hat{P}_j \exp\left(\frac{(\beta_k - \beta_j)^2}{2\sigma_x^2}\right) \right)^2, \quad (5.19)$$

$$\{N, (\beta_j)_{j \in [1, N]}, \hat{P}_j\} = \arg \min \Phi$$

по набору параметрів джерел випромінювання (кількість  $N$ , координати  $(\beta_j)_{j \in [1, N]}$  та потужності  $\hat{P}_j$  джерел випромінювання), де індекс  $k$  у координатах використовується для перебору всіх кутових координат, відповідних нейронів вихідного шару.

### 5.5 Особливості реалізації нейромережових методів оцінки пеленгу

Для проведення чисельних експериментів у роботі використано програмну реалізацію багатошарового персептрона (з одним прихованим шаром). У всіх шарах ІНС використовувалися функції активації в експоненційній формі сигмоїда [134,135]. В якості процедури навчання застосовано алгоритм зворотнього поширення помилки з критерієм середньоквадратичного відхилення. Для навчання ШНМ як набору пар «вхід-вихід», необхідних у задачах розпізнавання, сформовано навчальну вибірку зі спеціально генерованих сигналів за описаною вище методикою. При формуванні значень вихідних нейронів істотну роль відіграє вибір значень стандартного відхилення  $\sigma_\beta$  у модельній функції (5.19) розподілу потужності випромінювання одного ІРІ в просторі. Значення стандартних відхилень, близькі до ширини робочої області простору, занадто сильно розподіляють потужність джерела випромінювання по всій досліджуваній



області. Значення  $\sigma_\beta$  менше кроку дискретизації сітки приводять до сильної концентрації щільності потужності поблизу положення ІРІ, а отже, занижують внесок ІРІ в сусідніх вузлах сітки. Тому в дослідженнях стандартні відхилення вибиралися рівними 2.5 кроку сітки вузлів у просторі кутових координат.

Для підвищення надійності на етапі постобробки оптимізація функціонала середньоквадратичної неузгодженості (5.19) виходу ІНС і моделі розподілу потужності (5.17) і (5.18) проводилася в два етапи.

На першому етапі виконувалася оптимізація за кількістю джерел  $N$  і їх координатами  $(\beta_j)$  при фіксованих однакових потужностях випромінювання  $\langle \hat{P}_j \rangle$  від усіх сигналів. На другому етапі – оптимізація за величинами потужностей випромінювання  $\hat{P}_j$  при знайдених на першому етапі числі й координатах джерел.

На рис.5.6 наведено приклад залежності величини функціоналу неузгодженості  $\Phi$  (нормованого на перший елемент) від числа шуканих піків для випадку трьох джерел випромінювання. Функціонал неузгодженості  $\Phi$  приймає найменше значення при числі піків  $\hat{N}$ , відповідному шуканому значенню  $N$ :

$$N = \arg \min_{\hat{N}} \Phi. \quad (5.20)$$

Таким чином, можна зробити висновок, що запропонований алгоритм дозволяє оцінювати число джерел випромінювання в робочій області антенної системи.

Помилка визначення координат з одним джерелом не перевищила 12% від ширини ДС одного приймального каналу антеною системи за рівнем -3 дБ. При збільшенні числа джерел помилка визначення координат збільшується. Зокрема, для трьох джерел помилка склала 48%. Подальше збільшення числа джерел призводить до ще більш сильного падіння точності. Крім того, сильний вплив на роздільну здатність зумовлює відносне розташування джерел.

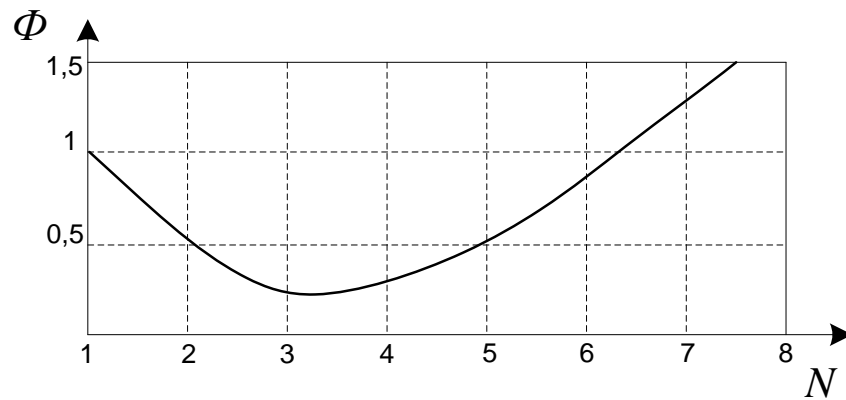


Рис.5.6. Приклад залежності нормованої величини функціоналу неузгодженості (3) від числа шуканих піків для трьох джерел

### 5.6 Методи надроздільної здатності при визначенні напрямку приходу сигналу абонентської станції

Основною проблематикою в задачах ПЧД з використанням адаптивних антенних решіток (АР) є задача визначення напрямку приходу сигналів від мобільних абонентських станцій (АС). Дана задача вирішується на основі різних методів: пеленгації з використанням рівносигнальної зони, оцінок характеристик спрямованості АР, з релеївським розділом, з надрозділом здатністю (ПЗ) та ін., що володіють своєю ефективністю [134].

Методи оцінки напрямку приходу сигналів (DOA - Direction of arrival estimation) лежать в основі багатьох задач телекомунікацій. Аналіз даних методів з точки зору їх ефективності і можливості бути реалізованим є в достатній мірі актуальною задачею при вирішенні задач ПЧД у системах мобільного зв'язку.

Проблема визначення напрямку приходу електромагнітної хвилі має як самостійне значення (пеленгування джерел радіовипромінювань), так і є складовим компонентом більш загальних задач радіозв'язку, радіолокації, навігації та ін. [177].

В рамках досліджуваної проблематики проведено (здійснено) оцінку теоретичної граничної роздільної здатності деяких методів надрозділення. На основі

моделювання різних сценаріїв сигнально-завадової обстановки отримані значення теоретичної граничної точності розглянутих методів.

При реалізації методів надрозділення в просторовій області вдається визначати положення спектральних складових (напряmkів приходу), аналізованих (прийнятих) сигналів. У роботах Джонсона, Кейпон та ін. [188,189], на основі методів нелінійного спектрального аналізу були розроблені методи надрозділення сигналів, рознесених на як завгодно малу відстань.

Є велика кількість алгоритмів, що реалізують метод надрозділення. До числа таких відносяться [169]:

1) методи, засновані на визначенні положень локальних максимумів псевдоспектру  $D(\theta)$  на сканування по простору: Кейпона, "теплого шуму", Борджоті-Лагунас;

2) методи, засновані на розкладанні просторової кореляційної матриці  $R$  за власними векторами  $V_k$  і  $k$  - власним значенням - метод MUSIC, EV (eigenvector);

3) методи, засновані на поділі сигнального і шумового просторів. До числа таких відносяться методи ROOT-MUSIC і ESPRIT, орієнтовані на використання лінійних еквівалентних AP.

У табл.5.1 представлена узагальнена порівняльна характеристика найбільш популярних методів оцінки напрямків кутової понадроздільної здатності сигналів.

Порівняльна характеристика методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової  
надроздільної здатності

№	Метод оцінки напрямку приходу сигналів	Переваги	Обмеження і недоліки методу
1	<p>Класичний метод формування променя (Метод Бартлетта або метод затримок – розширення спектрального аналізу по Фур'є), [184]:</p> $D_F(\theta) = \frac{\bar{a}(\theta)^H R_{xx} \bar{a}(\theta)}{\bar{a}^H(\theta) \bar{a}(\theta)},$ <p><math>\bar{v}(\theta)</math> – вектор відгуку АР, тобто фактично стовпці вагових коефіцієнтів для всіх кутів приходу сигналів.</p>	Проста реалізація	<p>Метод, заснований на скануванні променем АР в просторі і визначенні максимуму рівня випромінювання.</p> <p>Низька роздільна здатність, яка визначається шириною основного променя АР і рівнів бічних пелюсток.</p> <p>Роздільна здатність залежить від ширини основного променя АР і пов'язана з обмеженням релєївського розділу.</p> <p>Недолік може бути пом'якшений збільшенням кількості елементів АР.</p> <p>Збільшення співвідношення сигнал/шум або збільшення часу спостереження не змінюють розділення.</p>

Порівняльна характеристика методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової надроздільної здатності

2	<p>Алгоритми лінійного передбачення (алгоритм авторегресійної моделі або метод максимуму ентропії (ММЕ)), [190]:</p> $D_{ММЭ}(\theta) = R_{11}^{-1} / \left  \vec{a}(\theta)^H R_1^{-1} \right ^2.$ <p>Застосування до аналізу часових рядів (часового спектру). Обмеження використання до оцінки просторового спектру лінійна еквідистанційна решітка з рівномірним амплітудним розподілом.</p>	<p>Можливість застосування в АР з нерегулярною структурою розміщення АЕ.</p>	<p>Складність коректної оцінки необхідного порядку авторегресійної моделі – довжини фільтра (довжини вектора <math>R_{11}^{-1}</math>).</p> <p>При малій довжині фільтра спектр виходить плавним, але з недостатнім розділення, а надвелика довжина фільтра передбачення, при хорошому розділенні, призводить до сильно флюктуючого спектру – високим рівнем бічних пелюсток випадкового характеру.</p>
---	--	--	---

Таблиця 5.1 (Продовження)

Порівняльна характеристика методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової  
надроздільної здатності

3	<p>Метод Кейпона (Minimum variance method (MVDL) – метод мінімального відхилення або найменшої варіації (дисперсії)), [189]:</p> $D_c(\theta) = 1 / (\bar{a}(\theta)^H R^{-1} \bar{a}(\theta))$	<p>Що застосовується до АР будь-якої конфігурації (одно-, дво-, тривимірним, регулярним і нерегулярним АР) Підвищення роздільної здатності в порівнянні з методом Фур'є.</p>	<p>Необхідність у великій кількості навчальних вибірок (удвічі більше, ніж число елементів решітки), що збільшує обсяг обчислювальних операцій. Слабка ефективність методу при малих обсягах вибірки і вихідних даних. Неможливість пеленгації сигналів сильно корельованих джерел. Кількість елементів АР не накладає обмежень на роздільну здатність. Роздільна здатність зростає необмежено при збільшенні співвідношення сигнал/шум і обсягу вибірки.</p>
---	---	--	---

Таблиця 5.1 (Продовження)

Порівняльна характеристика методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової  
надроздільної здатності

4	<p>Алгоритм теплового шуму (Thermal Noise Algorithm (TNA)), [191]:</p> $D_{TNA}(\theta) = 1/(\bar{a}(\theta)^H R^{-2} \bar{a}(\theta)).$ <p>При використанні високих ступенів зворотньої кореляційної матриці отримуємо алгоритм з високою роздільною здатністю:</p> $D(\theta) = 1/(\bar{a}(\theta)^H R^{-k} \bar{a}(\theta)), k > 2$	<p>За ідеальних умов (без урахування технічних характеристик і помилок апаратури) зростає роздільна здатність в порівнянні з методом Кейпона.</p>	<p>З ростом ступеня <math>k</math> реальна роздільна здатність залишається незмінною, але істотно зростає обчислювальна складність.</p>
5	<p>Метод Борджотті-Лагунаса, [192]:</p> $D_{БЛ}(\theta) = \frac{D_C}{D_{TNA}} = \frac{\bar{a}(\theta)^H R^{-1} \bar{a}(\theta)}{\bar{a}(\theta)^H R^{-2} \bar{a}(\theta)}.$	<p>Відноситься до групи алгоритмів на основі оцінки параметрів теплового шуму</p>	<p>Нормування відносини сигнал/шум на виході АР потужністю теплового шуму.</p>

Порівняльна характеристика методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової  
надроздільної здатності

6	<p>Метод MUSIC (Multiple signal classification - метод багатосигнальної класифікації), [193]:</p> $D_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\bar{a}(\theta)^H \left( \sum_{k=M+1}^R Q_k \cdot Q_k^H \right) \bar{a}(\theta)},$ <p>де <math>Q_k</math> – власні вектори кореляційної матриці <math>R</math>; <math>M</math> – число джерел випромінювання</p>	<p>Велика роздільна здатність в порівнянні з методом Кейпона. Метод ефективний, коли співвідношення сигнал/шум і кількість елементів АР прагнуть до нескінченності. Що застосовується до АР будь-якої конфігурації.</p>	<p>Метод MUSIC є граничним випадком Кейпона при спрямованому до нескінченності відношенні сигнал/шум. Необхідність попередньої оцінки розмірності сигнального і шумового підпросторів. Критичний до невизначеностей параметрів математичної моделі і до величини співвідношення сигнал/шум, коли джерела близько розташовані. Велика обчислювальна складність методу, що виражається обчисленням сингулярного розкладання коваріаційної матриці виходів елементів АР. Метод не дає результатів для корельованих джерел сигналів. Root-MUSIC дозволяє здійснювати пеленгацію когерентних сигналів.</p>
---	--	---	---



На основі аналізу табл.5.1 представляє інтерес отримання оцінок роздільної здатності представлених методів кутової понадроздільної здатності залежно від числа сигналів, що приходять з різних напрямків, значення відносини сигнал/(завада+шум) (SNR), кореляції сигналів і їх кількості, числа елементів антенної решітки.

### **5.6.1 Дослідження методів оцінки напрямку приходу сигналів з надрозділенням**

Проведемо дослідження методів оцінки напрямку приходу сигналів з надрозділенням 8-елементної еквідистантної лінійної антенної решітки на основі імітаційного моделювання в пакеті математичного моделювання MatLab13.x.

В основі аналізу методів понадроздільної здатності розглядалися методи: неадаптивного формування променя (НФП), Кейпона, теплового шуму, Борджотті–Лагунас, максимальної ентропії (ММЕ), багатосигнальної класифікації (MUSIC).

Отримання оцінок роздільної здатності методів кутової понадроздільної здатності сигналів за запропонованою методикою ґрунтується на моделюванні 5-ти сценаріїв сигнально-завадової обстановки при варіації різних параметрів.

З метою отримання адекватних кількісних і якісних оцінок теоретичної граничної точності методів використовувалися значення параметрів, близькі до межі стійкості методів, представлені в табл.5.2 [178 ].

Метою задачі оцінки методів кутової понадроздільної здатності сигналів є визначення кутових координат джерел випромінювання при спостереженні  $M$  - вибірок даних з виходів 8-антенних елементів еквідистантної лінійної АР і порівняльний аналіз методів за критерієм роздільної здатності.

В рамках даного дослідження використовуємо ряд припущень:

- відоме число оцінюваних сигналів (це дозволяє вибрати число навчальних вибірок рівним оптимальному і тим самим уникнути додаткових втрат).
- число оцінюваних сигналів не перевищує числа антенних елементів (в іншому випадку отримуємо вироджені оцінки);

- сигнали є невідомими детермінованими функціями (що є характерним для систем зв'язку);
- набір з  $N$  будь-яких векторів напрямку є лінійно незалежним (гратчаста множина AP є однозначною, тільки у разі, якщо будь-яка множина однозначних векторів напрямку  $N$ , які формують цю гратчасту множину в багатозв'язній області утворює лінійно незалежну множину, при  $N \leq M$ , де  $M$  кількість АЕ) [10];
- у смузі обробки в якості шуму використовується гаусовий білий шум, некорельований у всіх просторових каналах з однаковою потужністю (додаткова оцінка параметрів шуму істотно ускладнює задачу оцінювання напрямку приходу сигналів).

Таблиця 5.2

Вихідні дані для реалізації сценаріїв моделювання методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової понадроздільної здатності

Параметр	Значення			
Сценарій моделювання 1				
Кількість аналізованих сигналів	4			
Кількість антенних елементів AP	4			
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	10;35			
Фаза сигналу,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$
Сценарій моделювання 2				
Кількість аналізованих сигналів	4			
Кількість антенних елементів AP	4			
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	10;35			
Фаза сигналу,	$\pi/4$			
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$

Таблиця 5.2 (Продовження)

Вихідні дані для реалізації сценаріїв моделювання методів оцінки напрямку приходу сигналів кутової понадроздільної здатності

Сценарій моделювання 3								
Кількість аналізованих сигналів	4							
Кількість антенних елементів AP	50							
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	10;35							
Фаза сигналу,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$				
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
Сценарій моделювання 4								
Кількість аналізованих сигналів	4							
Кількість антенних елементів AP	4	10	50	100				
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	10							
Фаза сигналу,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$				
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
Сценарій моделювання 5								
Кількість аналізованих сигналів	8							
Кількість антенних елементів AP	10;50							
Відношення сигнал/завада+шум, дБ	0							
Фаза сигналу,	$\pi/8$	$\pi/4$	$3\pi/8$	$\pi/2$	$5\pi/8$	$3\pi/4$	$7\pi/8$	$\pi$
Кути приходу сигналів, $\beta$	$-15^0$	$-35^0$	$-55^0$	$80^0$	$15^0$	$35^0$	$55^0$	$80^0$

У разі неприйняття до уваги використовуваних припущень, аналітична модель оцінки вагового вектора AP значно ускладнюється у зв'язку зі збільшенням кількості параметрів, що визначають апіорну інформацію про процеси AP, що спостерігаються. При цьому істотно зростає обчислювальна складність, що робить модель даних практично нездійсненною.

## 5.6.2 Результати моделювання спектральних оцінок роздільної здатності методів надрозділення

Сценарій 1. Розглядаються некорельовані сигнали від 4-х точкових джерел випромінювання з кутами приходу:  $-20^{\circ}$ ,  $-10^{\circ}$ ,  $0^{\circ}$ ,  $30^{\circ}$  і фазами:  $\pi/4$ ,  $\pi/3$ ,  $\pi/2$  і  $\pi$  (табл.5.2). Кількість елементів АР - 10, відстань між АЕ -  $d = \lambda/2$ . Співвідношення сигнал/шум: 10; 35 дБ. З аналізу графіків рис.5.8, а слідує, що неадаптивний метод формування променя (по Фур'є) не дає можливості просторового розділення сигналів, як можна бачити 3 з 4-х сигналів, що знаходяться в одному елементі розширення. Решта методів володіють більш високими характеристиками розділу сигналів і дозволяють оцінювати кути приходу даних сигналів з різною точністю. Як можна бачити найбільш високоточним методом є метод ММЕ, разом з тим в спектрі присутні помилкові піки. З розглянутого набору методів, тільки методи MUSIC і ММЕ забезпечують отримання максимуму потужностей приходу сигналів з розглянутих напрямків. Зі збільшенням до 35 дБ (рис.5.8, б) значно підвищується роздільна здатність методів за винятком методів Борджотті–Лагунас і класичного НФМ.

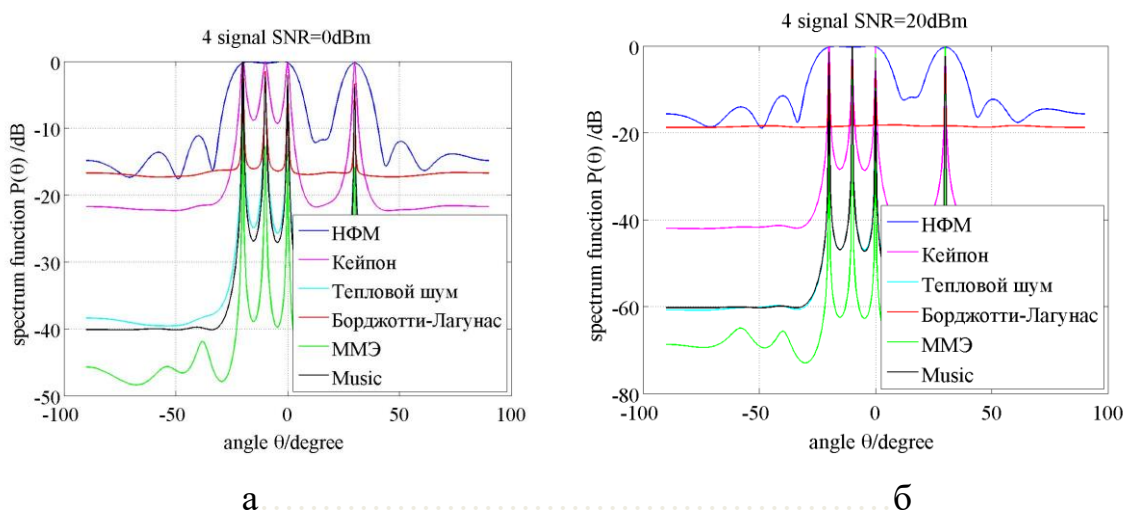


Рис.5.8. Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів понадроздільної здатності: а – SNR=10 дБ; б – SNR=35 дБ

2. Сценарій 2. Даний сценарій передбачає прийом 4-х корельованих сигналів з фазою  $\pi/4$ . Як видно з отриманих результатів, представлених на рис.5.9, а, б практично всі методи не справляються із завданням оцінки просторового розподілу джерел випромінювання при співвідношенні  $SNR$  0 дБ. Зі збільшенням співвідношення  $SNR$  до 20дБ найкращий результат забезпечує метод ММЕ.

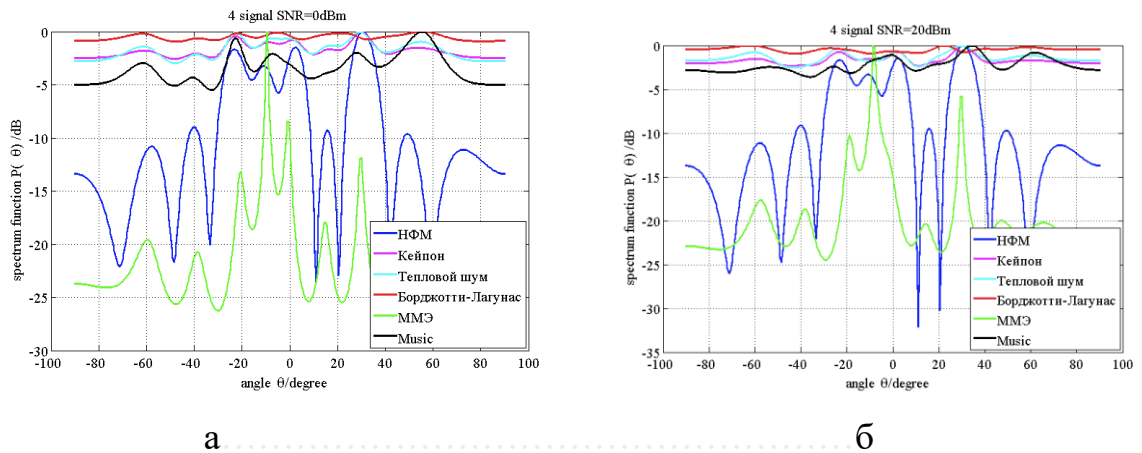


Рис.5.9. Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу корельованих сигналів методів понадроздільної здатності: а –  $SNR=10$  дБ; б –  $SNR$  35 дБ

Сценарій 3. Розглянемо варіант використання AP з кількістю елементів 50 (рис.5.10, а). Як можна бачити з аналізу отриманих залежностей, метод ММЕ при оцінці просторового випромінювання джерел дає неправдиві піки, що в цілому погіршує його характеристики незалежно від співвідношення  $SNR$  (рис.5.10, б). Найбільшою точністю характеризуються методи MUSIC і Кейпона. Зменшення і збільшення співвідношення  $SNR$  помітно не позначається на роздільній здатності методів.

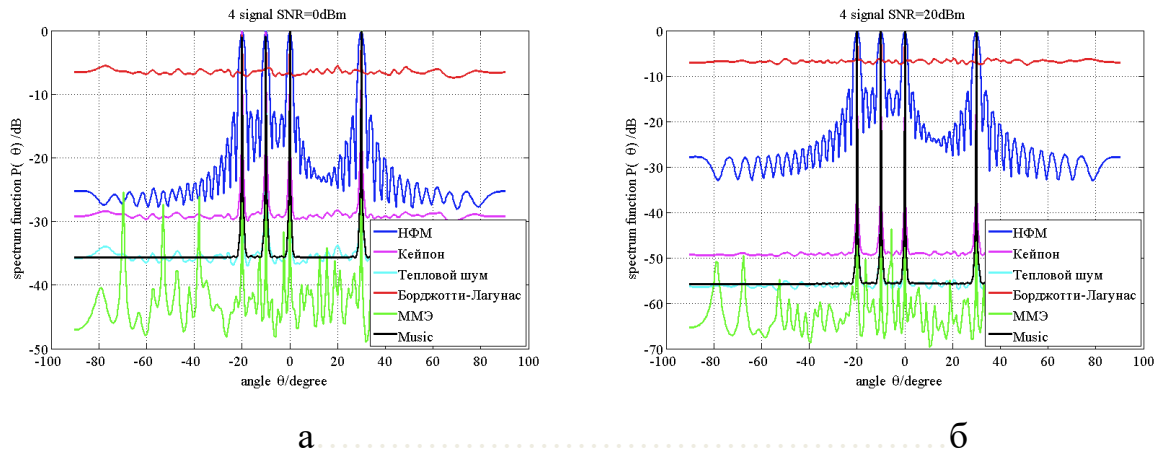


Рис.5.10. Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів понадроздільної здатності використання з кількістю елементів АР  $N = 50$ : а –  $SNR=10$  дБ; б –  $SNR=35$  дБ

Сценарій 4. Проаналізуємо роздільну здатність методів понадроздільної здатності при використанні АР з кількістю АЕ: 4; 10; 50; 100 при  $SNR = 0$  дБ (рис.5.11, а-е). Характер залежностей показує, що роздільна здатність оцінки напрямку приходу сигналів для кожного з розглянутих методів істотно може бути збільшена при збільшенні кількості АЕ.

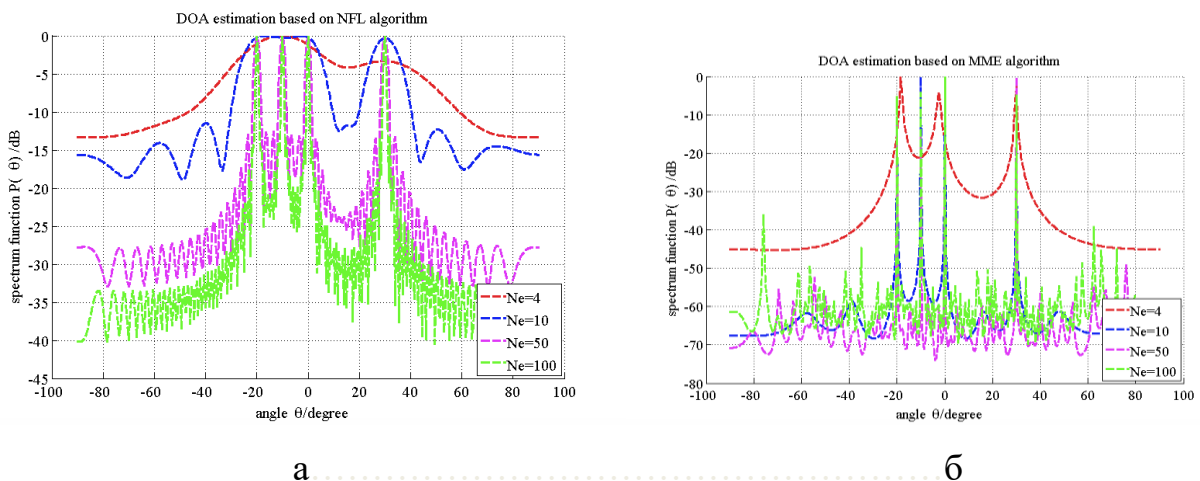


Рис.5.11. Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів понадроздільної здатності з кількістю елементів АР а–е:  $N = 4;10;50;100$  і  $SNR=10$  дБ

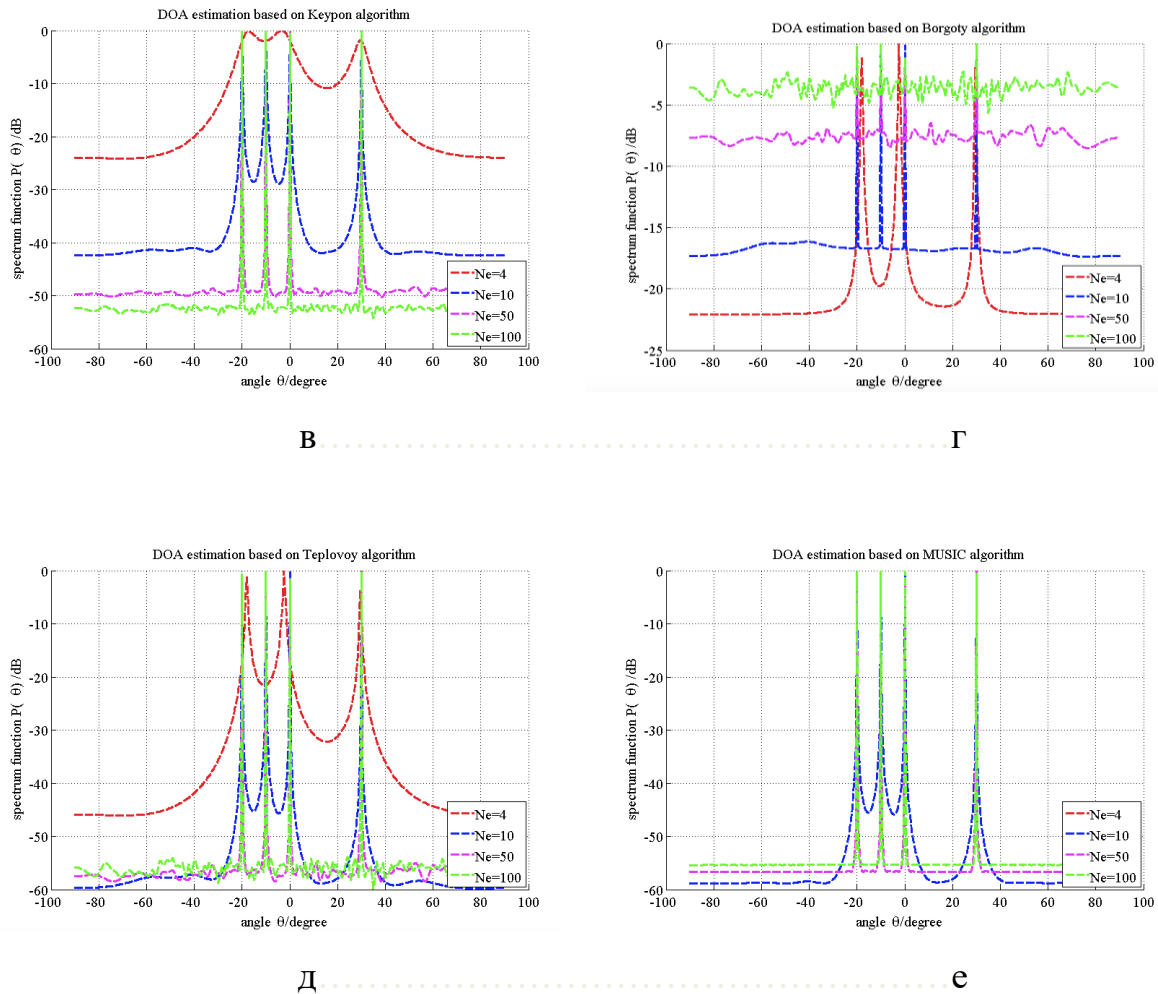


Рис.5.11 (Продовження). Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів понадроздільної здатності з кількістю елементів АР а–е:  $N = 4;10;50;100$  і  $\text{SNR}=10$  дБ

5. Сценарій 5. На рис. 5 а-в представлені результати оцінок напрямку приходу 8-ми сигналів з різними фазами і кутами приходу при використанні АР з 10-ю і 50-ю АЕ (табл.5.2). Як можна бачити з характеру залежностей представлених на рис.5.12, а, б, ключовим параметром, що впливає на роздільну здатність є значення співвідношення числа оцінюваних сигналів і числа АЕ.

З аналізу залежностей на рис.5.12, а можна бачити, що при кількості антенних елементів, рівній 10, кореляційна матриця вироджується із жоден з методів не забезпечує просторове розділення сигналів, оскільки кількість сигналів переви-

щуче суму середньої кількості антенних елементів і рангу кореляційної матриці

$$\left( N > \frac{N + \text{rank}\{R_{xx}\}}{2} \right) [176].$$

Деякого мірою поліпшити результат просторового оцінювання приходу сигналів виходить шляхом збільшення числа АЕ до 50 і як можна бачити з рис.5.12, б стабільно високий результат при значеннях  $SNR = 0$  дБ дає метод MUSIC.

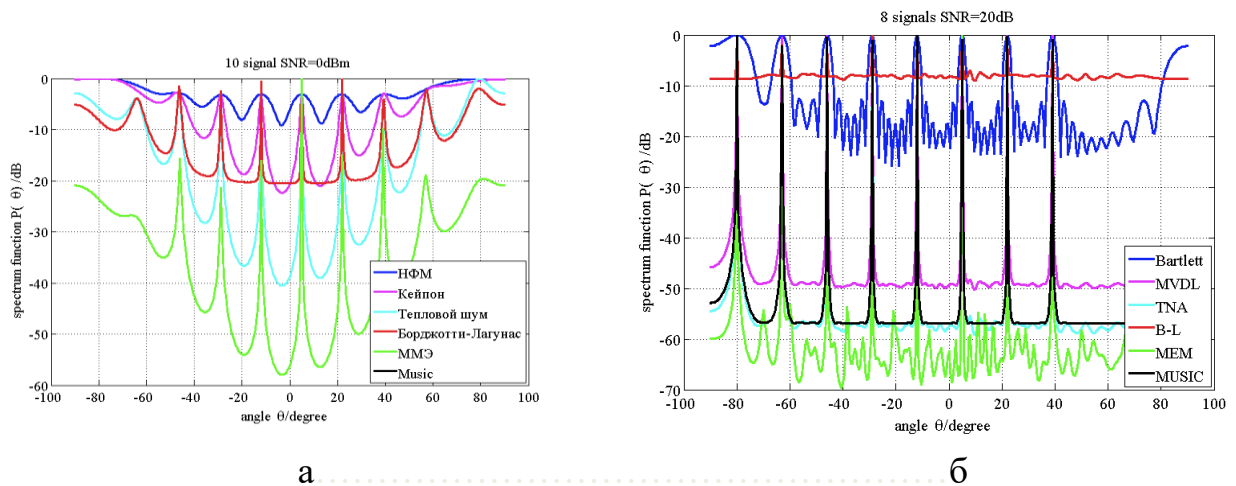


Рис.5.12. Графіки залежності потужності випромінювання від кута приходу некорельованих сигналів методів надроздільної здатності при  $SNR=0$  дБ використання з кількістю елементів АР: а –  $N = 10$ ; б –  $N = 50$

Варто зазначити, що отримані результати оцінок просторового розділення розглянутих методів є потенційно досяжними в рамках зазначених припущень методики аналізу.

### 5.6.3 Аналіз отриманих результатів проведеного імітаційного моделювання методів надроздільної здатності

Аналіз отриманих результатів проведеного імітаційного моделювання за оцінкою просторового розділення кутів приходу сигналів від 4-х джерел випромінювання показав:



1. Класичний неадаптивний метод формування променя є найпростішим у реалізації на практиці, проте має істотний недолік, пов'язаний з обмеженням реалізації розділення [9]. Як показує аналіз залежностей на рис.5.11а, цього недоліку можна уникнути тільки збільшенням кількості АЕ. Поліпшення співвідношення сигнал/шум або збільшення часу спостереження не змінюють розділення (рис.5.8, а, б).

2. Оцінка просторового розділення джерел за методом Кейпона перевершує класичний метод формування променя, оскільки він використовує кожний доступний ступінь свободи для концентрації отриманої енергії вздовж напрямку потрібного пеленга. Існуюча при цьому мінімізація потужності може бути інтерпретована як обмеження деякою здатністю придушення шуму для більш сфокусованого формування нуля в напрямках присутності інших джерел сигналу. При цьому зменшується спектральне розсіювання з близько розташованих джерел, хоча роздільна здатність формування ДС антени за Кейпоном залежить від співвідношення сигнал-шум (рис.5.8, а, б) і від апертури АС (рис.5.11, в).

3. Серед непараметричних методів безперервного аналізу: "теплого шуму", Борджотті-Лагунас метод Кейпона володіє найнижчою роздільною здатністю (рис.1, а). Разом з тим, при збільшенні числа АЕ, що збільшує кінцеву довжину вибірки, на тлі випадкових амплітудно-фазових помилок у каналах прийому методи Борджотті-Лагунас і "теплого шуму" можуть втрачати свою перевагу над алгоритмом Кейпона (рис.5.10, б).

4. Метод багатосигнальної класифікації MUSIC є граничним випадком методу Кейпона при співвідношенні сигнал/шум, який прагне до нескінченності, що узгоджується з більш високою роздільною здатністю MUSIC порівняно з алгоритмом Кейпона. Аналізуючи наведені графіки рис.5.8, а, б, приходимо до висновку, що метод MUSIC здатний забезпечити роздільну здатність незалежно від співвідношення сигнал-шум, сигналів, що приходять при достатньому кутовому рознесенні джерел. Водночас з аналізу робіт [6, 9, 11] відомо, що метод MUSIC критичний до невизначеностей параметрів математичної моделі, а також до величини співвідношення сигнал/шум у разі, коли джерела мають близькі за значенням пе-

ленги. Як видно з графіків, представлених на рис.5.9, а, б, метод MUSIC передбачає некорельованість сигналів джерел між собою, що в реальних умовах багатопроменевого випромінювання далеко не завжди можливо. Якщо досить велике значення відношення сигнал-шум і час збору даних, а модель сигналу досить точна, метод MUSIC дає статистично можливі оцінки, що перевершують оцінки інших методів розглянутих в роботі (рис.5.9, а, б).

5. Результати імітаційного моделювання підтверджують статистичну здатність розглянутих методів оцінювання кутів приходу сигналів від абонентських станцій. Оцінка здійснювалася на основі просторово-часової вибірки на виході 8-ми елементної лінійної еквідистантної антенної решітки, з урахуванням взаємної кореляції сигналів.

6. В ідеальних умовах дані методи кутової понадроздільної здатності дозволяють отримувати як завгодно точні значення напрямку приходу сигналів. Водночас передбачається, що для успішного вирішення задачі понадроздільної здатності потрібно більш високу якість прийому (відношення сигнал/шум). При цьому будуть точно відомі геометричні та електродинамічні параметри АР, точні координати установки антенних елементів (АЕ) з урахуванням виконання умови

$$d < \frac{\lambda}{2 \sin \theta_{\max}}$$
, де  $d$  – відстань між сусідніми АЕ, параметри самих дозволених сигналів.

7. На підставі проведеного дослідження, стає зрозумілим, що глобально оптимального методу понадроздільної здатності не існує. Привабливість тих чи інших методів значною мірою залежить від наявності та обсягу апріорної інформації про досліджувані процеси, від способу оцінки результатів векторів відгуку АР і способу її використання стосовно діючої сигнальнозавадової обстановки, конфігурації АР і її геометричних параметрів та ін.

Крім того, існують певні негативні наслідки рішень: виникнення помилкових відміток про виявлення неіснуючих джерел випромінювань, зміщення в оцінках напрямку приходу сигналів.

Проведений порівняльний аналіз показав, що проблема використання методів понадроздільної здатності в задачах просторово-часового доступу залишається актуальною для досліджень, оскільки залишаються недостатньо вивченими питання, пов'язані з отриманням об'єктивних оцінок граничної точності кутів приходу сигналів залежно від ряду окремих параметрів діючої сигнально-завадової обстановки.

Результати моделювання методів із отриманням численних оцінок роздільної здатності показали, що роздільна здатність даних методів дозволяє їх використання в задачах просторово-часового доступу при строго обмежених умовах.

### 5.7 Аналіз якості методів визначення напрямку приходу сигналів

Для аналізу потенційної межі області понадроздільної здатності введемо цільову функцію як функцію матриць відношення сигнал/шум ( $\dot{R}_{SN}$ ) і сигнал/завада ( $\dot{R}_{SI}$ ) значень  $\theta$  аналізованих джерел випромінювання:

$$\dot{F}(\dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}, \theta) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M [\dot{V}_0(\theta_i) - \dot{W}^+(\theta, \dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}) \dot{V}(\theta_i)] \times [\dot{V}_0(\theta_i) - \dot{W}^+(\theta, \dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}) \dot{V}(\theta_i)]^*, \quad (5.21)$$

де  $\dot{F}$  – функція втрат. Встановлюючи значення кутових координат  $\theta$  за допомогою методів оцінки напрямку сигналів, можна для матриць ( $\dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}$ ) знайти області значень, при яких цільова функція (5.21) має мінімуми або задовольняє умови роздільного спостереження джерел. При виконанні критерію мінімуму середнього квадратичного відхилення (МСКВ) у напрямку  $i$ -го джерела випромінювання результуюча діаграма спрямованості цифрової антени повинна містити мінімум, тобто

$$\dot{V}_{\Sigma}(\theta_i, \dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}) = \dot{V}_0(\theta_i) - \dot{W}^+(\theta, \dot{R}_{SN}, \dot{R}_{SI}) \dot{V}_0(\theta_i) \rightarrow \min. \quad (5.22)$$

Цільова функція (5.21) являє собою квадрат значень результуючих діаграм спрямованості (5.22) в напрямках АС. Глибина провалу результуючої діграми спрямованості повинна дорівнювати відношенню сигнал/шум на початку оцінювання. У якості порогових значень цільової функції слід використовувати залежність глибини заглушення окремого джерела від його рівня над власним шумом. Порогова глибина заглушення сигналу кожної АС залежить тільки від його рівня над шумами і незалежить від відношення сигнал/шум інших АС. Для  $N$  джерел їх заглушення буде можливо при виконанні умови

$$\dot{F}(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N}) \leq L(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N}), \quad (5.23)$$

де  $L(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N})$  – сумарна багатовимірна порогова функція, що встановлює залежність між матрицями відношень сигнал/шум, сигнал/завада і необхідної глибини одночасного заглушення сигналів усіх інших АС. На рис.5.13 представлені графік цільової  $\dot{F}(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N})$  і порогової  $L(\dot{R}_{SN\_N}, \dot{R}_{SI\_N})$  функцій 2-х сигналів, коли порогова функція перевищує рівень самих сигналів на 14дБ, при відношенні сигнал/шум одного з сигналів  $h_2^2 = 30$  дБ.

Очевидно, надрозділення має місце там, де порогова функція знаходиться вище спадної цільової функції. Як можна бачити з графіка на рис.5.13, межа області понадроздільної здатності з урахуванням підсилення сигналів АР складає 34 дБ.

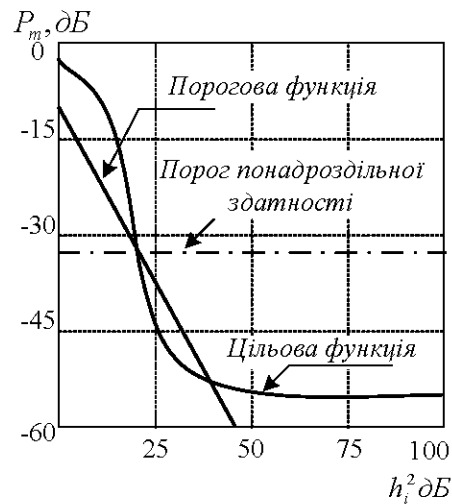


Рис.5.13. Співвідношення порогової і цільової функції при понадроздільній здатності

Такий рівень сигналів потрібний для понадроздільної здатності джерел, якщо кутова відстань між ними складає 0,1 діаграми спрямованості основної пелюстки АР, і в лініях мобільного зв'язку досягти не завжди вдається. Більш універсальним, проте менш точним є метод релєївської роздільної здатності сигналів, що визначає мінімальну відстань на рівні 0,7 двох пелюсток ДС, при яких ще можна розрізнити сигнали АС.

Розрахунки показують [194], що при співвідношеннях вказаних в прикладі і при ширині ДС АР кутова роздільна здатність двох сигналів може становити 0,1 $\beta$ :

$$\Delta\beta \cong 0,1\theta. \quad (5.24)$$

Порівнюючи дане співвідношення з (5.2) бачимо, що метод понадрозділення дає перевагу в 2 рази.

Разом з тим, слід мати на увазі, що для реалізації методу понадроздільної здатності потрібні досить високі енергетичні параметри сигналів, що обчислюються 30дБ і вище, що в лініях безпроводового стільникового зв'язку досягти не завжди вдається. Крім того, необхідні точні співвідношення конструкції антени, і це не запобігає появі помилкових артефактів.

## 5.8 Позиціонування на основі супутникових навігаційних систем GPS і ГЛОНАСС

Супутникові навігаційні інфраструктури набувають у сучасному житті все більшу популярність. При цьому можна припустити, що на кожній станції встановлено GPS-приймач, що визначає координати даної станції. Далі станції обмінюються координатами з БС, що дає можливість обчислювати напрямки (азимуту) на станції.

Позиціонування на основі даних від супутникових навігаційних систем (СНС) забезпечує високу точність обчислення координат, швидкості й напрямку руху різних об'єктів, а також істотно підвищує ефективність систем стільникового зв'язку за рахунок високоточної часової синхронізації TDMA і CDMA-систем.

Навігаційні системи GPS і ГЛОНАСС надають інформацію про місцезнаходження, швидкості руху та часу (Position, Velocity, Time, PVT) при будь-яких погодних умовах необмеженому числу абонентів на землі, у повітряному і морському просторі.

Основною помилкою при поширенні навігаційного сигналу є затримки в іоносфері. Однак їх можна з високою точністю коригувати, застосовуючи дві несучі навігаційного сигналу і визначаючи затримку між двома частотами. Якщо абоненту доступна тільки одна частота, то доцільно використовувати алгоритм визначення затримки з урахуванням широти, на якій знаходиться користувач, часу доби і року. Для цих цілей найчастіше використовується уточнена модель Клобучара. Параметри для цього алгоритму передаються в навігаційному повідомленні, а його точність становить 50-60%. На середніх широтах затримка в іоносфері, як правило, не перевищує 14 м, хоча в момент піку сонячної активності затримка збільшується до 50 м. Інша можливість коригування іоносферних помилок для користувачів одночастотних приймачів полягає у використанні поправок від диференціальних систем (використання двох приймачів супутникового сигналу і спільна обробка).

Іншим істотним джерелом помилок є затримка сигналу в тропосфері, яка не залежить від частоти, а тому визначається з урахуванням висоти місцезнаходження абонента, положення супутників і атмосферних параметрів, насамперед утримання парів води. Затримка поширення сигналу в тропосфері створює помилку близько 2,3 м, якщо супутник знаходиться в зеніті; близько 9,3 м – при куті піднесення супутника  $15^\circ$  і 20...28 м для кута піднесення  $5^\circ$ . Ці показники враховуються за допомогою різних математичних моделей при виконанні приймачем навігаційного рішення.

Також при навігаційних вимірах враховується нерівномірність гравітаційного поля Землі, гравітаційний вплив Місяця і Сонця, світловий тиск та пов'язані з ним збудження орбіт супутників, інші геодинамічні явища, а також завади, пов'язані з перевідбиттям сигналів від різних поверхонь, що призводить до багатопроменевого поширення радіосигналів.

У навігаційних системах GPS і ГЛОНАСС оцінка точності-навігаційних вимірювань ґрунтується на використанні статистичної теорії рішень, оскільки два основних параметри, від яких залежить точність, змінюються в часі. Точність визначення місця розташування залежить від сукупності діючих на систему помилок і взаємного геометричного положення супутників і приймача. Таким чином, точність задається поєднанням еквівалентної помилки вимірювання дальності абонентом (User Equivalent Range Error, UERE) і показника зниження точності, зумовленого геометричними факторами (Geometrical Dilution Of Precision, GDOP):

$$\text{Точність визначення місця розташування} = \text{UERE} \cdot \text{GDOP}. \quad (5.35)$$

Геометричний показник зниження точності залежить від кількості заморожуваних робочих супутників. З 24 супутників в будь-який час в зоні видимості користувача знаходяться від 5 до 11 супутників (за умови, що будівлі або особливості місцевості не закривають їх). Якщо видно вісім супутників, то GDOP зазвичай не перевищує трьох. Однак при робочому сузір'ї з 24 супутників,

якщо із зони видимості йдуть кілька супутників, GDOP істотно погіршується. В системі GPS при штатному стані супутникового угруповання показник зниження точності PDOP не повинен перевищувати шести в 99,9% випадків, в будь-якій точці земної кулі, в будь-який час. Дані про величину PDOP можуть бути визначені без виконання вимірювань розташування, коли відомі приблизні координати приймача і альманах. Програмне забезпечення навігаційних приймачів, як правило, може передбачати геометрію руху супутників у таких ситуаціях. Альманах системи передається в навігаційному повідомленні, а також може бути отриманий від допоміжних мереж, наприклад, через мережу Інтернет.

В табл.5.3 представлені значення показників точності визначення місцезнаходження і часу в супутникових систем GPS і ГЛОНАСС [7,25]

Таблиця 5.3

Точність визначення місцезнаходження і часу в супутникових систем GPS і  
ГЛОНАСС

GPS SPS	ГЛОНАСС С/А-код	Умови та обмеження
Прогнозована точність < 100 м в горизонтальній площині в 95% випадків < 156 м у вертикальній площині в 95% випадків < 300 м в горизонтальній площині в 99,99% випадків < 500 м у вертикальній площині в 99,99%	Прогнозована точність < 45 м в горизонтальній площині в 95% випадків	Залежить від покриття і стандартів надійності обслуговування. Період вимірювань — 24 год для будь-якої точки земної кулі



Точність визначення місцезнаходження і часу в супутникових систем GPS і  
ГЛОНАСС

GPS SPS	ГЛОНАСС С/А-код	Умови та обмеження
Відносна точність < 1,0 м в горизонтальній площині в 95% випадків < 1,5 м у вертикальній площині в 95% випадків	Відносна точність < 1,0 м у горизонтальній площині в 95% випадків	Приймачі використовують одні й ті ж супутники, обчислення проводяться приблизно в один і той же час
Точність передачі часу < 340 нс в 95% випадків	Точність передачі часу < 1 мкс в 95% випадків	Час GPS визначається по уніфікованому часу обсерваторії ВМС США. Час ГЛОНАСС визначається за Держ еталону часу (UTC SU)

Основна проблема для більшості існуючих сьогодні супутникових навігаційних систем полягає в недостатній цілісності. Міжнародні організації ІКАО та ІМО заперечували проти автономного використання систем GPS і ГЛОНАСС без допоміжних систем, які б передавали повідомлення цілісності, інформує користувачів про системні збої і неполадки. Так само, для нашої задачі, доводиться ставити одну систему (мобільного зв'язку) залежно від іншої (переходів), і навряд чи таке рішення є доцільним з точки зору ефективності використання.

Вважаємо метод на основі супутникових навігаційних систем не може бути використаний для поставленої задачі.

## 5.9 Висновки до розділу 5

1. Знання пеленгів, напрямків приходу сигналів АС є важливою практично корисною інформацією, що дозволяє поліпшити якість просторово-часового

доступу: забезпечується супровід сигналу АС при переміщеннях, встановлюється головна пелюстка діаграми спрямованості АР в напрямку станції, яка здійснює виклик, пришвидшується збіжність адаптивних алгоритмів антенної решітки, де пеленг використовується в якості початкових умов. Інформація про напрямлення приходу сигналу в задачах просторового доступу необхідна як на висхідній ділянці для якнайшвидшого формування вагових коефіцієнтів ААР і супроводу кутового переміщення АС, так і на низхідній ділянці для синтезу адаптивної ДС АР у напрямку АС.

2. Є велика кількість методів та алгоритмів оцінки напрямків приходу сигналів, проте всі вони зводяться до методів оцінки максимуму або мінімуму прийому сигналу антеною. При цьому методи мінімуму більш точні порівняно з методами максимуму, що пояснюється різною крутизною діаграм спрямованості в зазначених областях. Враховуючи прямий функціональний зв'язок амплітудно-фазового розподілу сигналів по елементах АР зі значенням напрямку приходу, показана процедура та методика оцінки вектора розподілу, значення якого може бути обчислено спільно з оцінкою вектора вагових коефіцієнтів ААР. Обчислювальна складність даного методу обмежує його широке застосування.

3. Більш швидкодіючим і простим у реалізації є алгоритм оцінки приходу сигналу з використанням суморізностної діаграми спрямованості. Визначення пеленгу при цьому здійснюється за допомогою рівносигнальної зони, що дозволяє отримувати в 2 рази більшу точність у порівнянні з релеївською роздільною здатністю. Даний метод є одним із найбільш конструктивних в застосуванні до задач просторово-часового доступу.

4. Для аналізу якості методів визначення напрямку приходу сигналів при понадроздільній здатності побудована залежність порогової і цільової функцій методу понадроздільної здатності для випадку розділу 2-х сигналів із відношенням сигнал/шум одного з сигналів  $h^2 = 30$  дБ. Розрахунки показують застосування методів надрозділення ефективно у випадку, коли межа області надроздільної здатності з урахуванням підсилення сигналів АР складає 34 дБ. Такий рівень сигналів потрібний для надроздільної здатності джерел, якщо кутова відс-

тань між ними складає 0,1 діаграми спрямованості основної пелюстки AP, і в лініях мобільного зв'язку досягти не завжди вдається.

5. Для організації просторово-часового доступу у низхідному каналі зв'язку для подальшої установки головної пелюстки діаграми спрямованості в напрямку АС, яка здійснює запит на виклик, і так само задача супроводу сигналу АС протягом сеансу зв'язку, показано, що на основі зіставлення оцінок роздільної здатності алгоритмів напрямку приходу сигналів від АС, з'являється можливість здійснювати раціональний вибір алгоритму при різних сигнально-задаєвих умовах і конфігурації антенної решітки. Проаналізовано методи понадроздільної здатності з отриманням численних оцінок, які показали, що роздільна здатність даних методів дозволяє їх використання в задачах просторово-часового доступу при достатньо обмежених умовах.

6. Одержані дані щодо напрямків приходу можуть бути рекомендованими для подальшого використання в алгоритмі просторово-часового доступу в якості опорних сигналів, а також при вирішенні задачі підвищення енергетичного потенціалу з віддаленими окремими станціями в напрямку низхідного каналу.

7. Досить перспективним видається використання штучної нейронної мережі в задачі пеленгування з допомогою рівносигнальної зони, з використанням різниці сум діаграми спрямованості. Даний метод дозволяє здійснювати обробку багатопроменевих сигналів АС і визначати при цьому кількість викличних сигналів одночасно діючих в аналізованому спектрі просторових частот.

8. У якості нейронної мережі пропонується використовувати багатосаровий перцептрон, використовуваний як апроксиматор входів. Для отримання необхідної роздільної здатності вихідний шар мережі повинен містити кілька сотень нейронів.

9. Для визначення числа ВС та їх спрямованості необхідна додаткова постобробка вихідного сигналу нейронної мережі, що полягає в побудові моделі розподілу потужності випромінювання і порівнянні її з вихідним сигналом. Дану задачу вирішено методом багатокритеріальної оптимізації функціонала неузгодженості з використанням критерію МСКВ. У всіх шарах нейронної мережі

використовано функцію активації в експоненційній формі сигмоїда. В якості процедури навчання застосовано алгоритм зворотнього поширення помилки з критерієм МСКВ.

10. У результаті проведеного моделювання досліджено значення функціоналу неузгодженості при різному числі одночасно спостережуваних сигналів. Найменше значення функціонала отримало при  $N = 3..4$ . Зі збільшенням числа  $N$  якість оцінки знижується. Погіршення при  $N = 1..2$  викликано, очевидно помилками експерименту. Одержувана точність 3-х пеленгів склала менше 15% релеївської.

## РОЗДІЛ 6

### МЕТОДИ ОРГАНІЗАЦІЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ДОСТУПУ У СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Доступ багатьох користувачів до спільного ресурсу телекомунікаційних систем забезпечує максимальне кількісне охоплення споживачів інформаційних послуг. Серед відомих розрізняють методи доступу з закріпленими ресурсами та методи надання ресурсів на вимогу. Проблеми доступу до загального ресурсу базової станції безпроводової телекомунікаційної системи реалізуються на основі розрізнення сигналів абонентських станцій (АС). Для розрізнення цих сигналів використовуються ті чи інші фізичні параметри. До числа таких розпізнавальних ознак належать [43,97,130]:

- часові параметри, коли встановлюється відповідний порядок доступу: багатостанційний доступ з часовим поділом (БДЧП). Найбільш часто використовують методи з випадковим множинним доступом (ВМД), до числа яких відносяться методи АЛОНА, метод подвійної експоненційної відстрочки (ВЕВ), деревоподібні методи та ін.;

- частотні параметри, коли сигнали станцій доступу розрізняються за частотою (МДЧР);

- структурні параметри, коли станції доступу використовують широкосмугові сигнали за частотою (ППРЧ) або часу (ШПС) структури сигналів;

- просторові або поляризаційні параметри, коли сигнали станцій доступу розрізняють за їх просторовим або поляризаційним параметром: (МДПР). Іншими словами: сигнали станцій розрізняються за кутом приходу на базову станцію, за їх пеленгом, або за поляризацією.

В даний час у мобільних системах уже впроваджені методи TDMA, FDMA, CDMA. Вони використовуються індивідуально або в різних поєднаннях. Просторові методи доступу (SDMA) до цього часу є предметом подальших досліджень. Хоча самі просторові параметри давно використовуються в задачах рознесеного прийому, MIMO, при побудові мікро- і фемтостільників та ін.

У даному розділі інтегровано завдання просторово-часового доступу в загальносистемну проблематику, з метою отримання позитивного ефекту від запропонованого доступу й істотного зростання продуктивності мобільної мережі, економії радіочастотного спектру, забезпечення високої завадостійкості, електромагнітної сумісності та, відповідно, можливості надання якісних послуг споживачам інформації.

Задачами проведеного дослідження є аналіз варіантів організації та можливостей побудови системи просторово-часового доступу, спільно з адаптивною просторово-часовою обробкою прийнятих антенною решіткою (АР) сигналів стосовно до систем мобільного зв'язку і оцінки її ефективності. У роботі в якості основного методу взято саме просторовий (просторово-часовий) доступ при використанні якого крім самого доступу, вдається отримати і ряд інших корисних якостей мобільної телекомунікаційної системи.

### **6.1 Концептуальні основи організації просторово-часового доступу**

Найбільш простою, очевидною реалізацією методу організації ПЧД може бути використання на базовій станції багатопроменевої антени, діаграма спрямованості (ДС) якої утворює віяло пелюсток. У межах кожної з пелюсток можна здійснювати прийом сигналів АС, локалізованих у виділеному просторі, як це проілюстровано на рис.6.1.

Така схема є відносно простою, а сусідні промені (пелюстки ДС КАР) досить добре розв'язані між собою. Багатопелюсткова антена (БПА) відмінно працює в умовах, коли відомі азимути на кореспондуючі станції, а прийом їх сигналів здійснюється в межах головного максимуму виділеної пелюстки ДС.

Застосування зазначеної схеми з фіксованими пелюстками БПА для зв'язку з рухомими об'єктами системи мобільного зв'язку не може вважатися конструктивним, оскільки азимут АС часто змінюється, і при цьому відбувається втрата зв'язку із-за відходу сигналу АС за межі максимуму даної пелюстки ДС.

Крім того, при переході з однієї пелюстки до іншої необхідно здійснювати відповідні маніпуляції з алгоритмом управління, подібні процедурі роумінгу.

Таким чином, схема з фіксованими пелюстками ДС БПА для завдань ПЧД не підходить, потрібна реалізація ПЧД з урахуванням динаміки азимутальних параметрів АС.

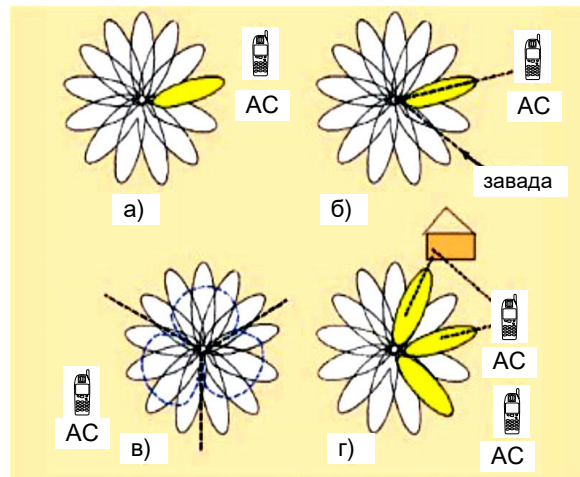


Рис.6.1. Варіанти організації КАР

- а) з перемиканням пелюсток; б) з адаптивним формуванням ДС;  
в) з контурним формуванням ДС; г) багатопелюсткова ДС з багатостанційним прийомом

Дана схема може бути реалізована, наприклад, з допомогою кільцевої антенної решітки (КАР) і відповідної схеми утворення діаграм, наприклад матриці Батлера.

У багатьох наукових роботах робили спроби активного використання просто-рових параметрів сигналів для вирішення різних задач, у тому числі й просторово-часових методів доступу, наприклад в супутникових системах [195-197]. Однак багато з них носили приватний характер, мали автономний, часто загальносистемний характер.

Розглянемо більш докладно моделі просторово-поляризаційних параметрів й алгоритми розділу, що реалізують просторово-поляризаційний-часовий доступ.

Інша назва цих алгоритмів так само широко використовується: методи просторово-часового доступу (ПЧД).

## 6.2 Метод організації просторово-часового доступу з використанням синтезованої діаграми спрямованості багатoelementної антени

Питання синтезу ДС досить добре представлені в класичних роботах [198,199].

Для  $N$ -елементної АР і міжелементних відстаней рівних  $d/\lambda$  може бути синтезована ДС вигляду:

$$E(\beta) = \frac{\sin[Nn(d/\lambda)\sin\beta]}{N \sin[n(d/\lambda)\sin\beta]} \quad (6.1)$$

При такій ДС, при напрямку приходу сигналу по нормалі до площини АР ширина головної пелюстки  $\beta$  залежить від параметрів АР ( $\beta_{рад} = 0,886/(Nd/\lambda)$ ;  $\beta_{град} = 50,8/(Nd/\lambda)$ ) і діапазону частот. На рис.6.2 представлена структура алгоритму ПЧД з синтезом багатопроменевої ДС.

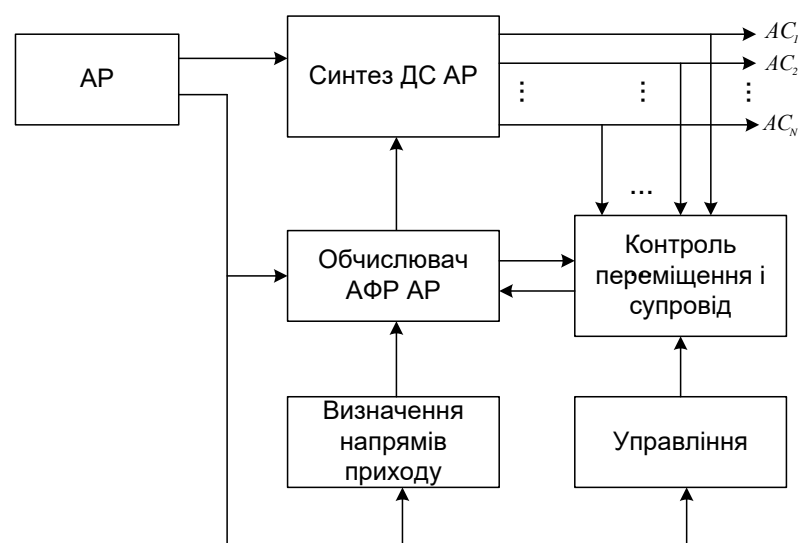


Рис.6.2. Структура алгоритму ПЧД з синтезом багатопроменевої ДС



Серед відомих методів синтезу існують методи, орієнтовані на отримання необхідного АФР за елементами АР, методи фазового розподілу та амплітудного розподілу. Відомі алгоритми синтезу ДС: парціальних діаграм, власних функцій, інтеграл Фур'є, евристичні та ін [200-203].

Перевагами методів ПЧД з синтезом ДС є добре відпрацьованими, відомі методики синтезу і висока точність з орієнтацією на статичні сигнально-завадові ситуації.

Недоліки методів ПЧД:

1) Велика обчислювальна складність, що призводить до часових і алгоритмічних витрат.

2) Складність використання методу в умовах динамічної СЗО, пов'язана з переміщенням АС, а також при наявності значної багатопроменевості.

3) Критерії функціонування, орієнтовані на проміжний результат;

4) Програш у відношенні сигнал/завада+шум (ВСЗШ) при максимумі головної пелюстки (ГП).

5) Синтез ДС для  $N$ -напрямків являє собою різні алгоритми кожен із яких вирішує свою задачу.

6) Отримання цілісного виграшу для  $N$  абонентів проблематичне.

7) Прийнятий в задачах синтезу ДС детермінований підхід призводить до помітних втрат при наявності випадкової просторово-поляризаційної компоненти сигналів і завад.

Наявність цих недоліків не дає підставу рекомендувати даний метод синтезу ДС при вирішенні завдань ПЧД.

### **6.3 Метод просторово-часового доступу з використанням адаптивних методів з просторово-часовою обробкою сигналів**

Виявлення і оцінка багатовимірних сигналів вимагає вичерпної апріорної інформації про просторові та часові характеристики сигналів, шуму і завад. Проте фактично є відомості лише про деяких з цих характеристик, і тому відсутня

інформація повинна бути отримана в процесі функціонування системи. Широке використання для цієї мети методів адаптації призвело до створення систем адаптивної просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС), при синтезі яких застосовується весь арсенал адаптивних методів: розширення числа оцінюваних параметрів, використання ітеративних процедур, емпіричних оцінок та ін. [198].

Реалізація зіставлення довільно спотвореного сигналу з довільними характеристиками АР здійснена тільки статистично за рахунок використання матричного зважування вхідних даних, адаптується до характеристик прийнятого сигналу [183]. Це прийнято називати статистично оптимальним формуванням ДС, де вибір вагових векторів базується на статистиці прийнятого сигналу на тлі чинного шуму і завад. Вагові коефіцієнти вибираються з метою оптимізації відгуку формувача ДС таким чином, щоб вихід решітки містив мінімальні шумові складові й сигнали, що надходять з напрямків, відмінних від напрямку на джерело корисного сигналу [198].

На рис.6.3 представлена структурна схема оптимального алгоритму прийому  $i$ -ї АС з оцінкою вектора ВВК.

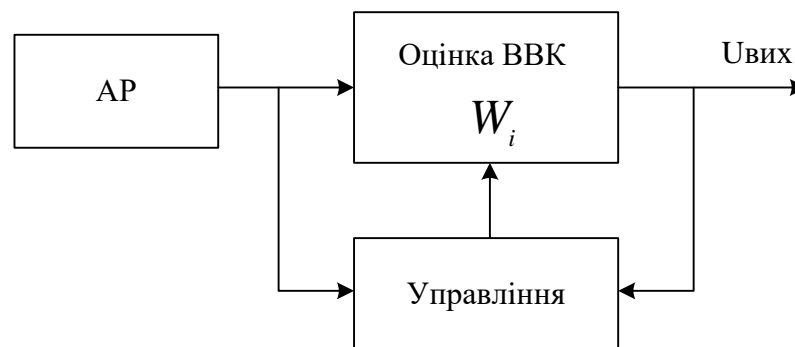


Рис.6.3. Структурна схема оптимального прийому  $i$ -го сигналу АС

Для забезпечення ПЧД при азимутальних переміщеннях АС може бути запропонована адаптивна антенна решітка діаграма спрямованості, якої коригується відповідно до динаміки просторових змін прийнятих сигналів АС. В

даному випадку реалізується групова ПЧОС з великим об'ємом обчислень з обмеженням на якість прийому для вирішення електродинамічної задачі (рис.6.4).

Переваги:

1. Знаходження групового рішення одночасно для  $N$ -абонентських станцій в одному алгоритмі є більш прямим, коротким, ніж сума рішень за кожним сигналом виводу  $N$  АС. Цьому підтвердженням є нерівність трикутника (нерівність Коші-Шварца:  $\|x\| \times \|y\| \geq |\langle x, y \rangle|$ ).

2. Мінімальний час збіжності до сталого режиму.

Недоліком є висока вимога до обчислювача.

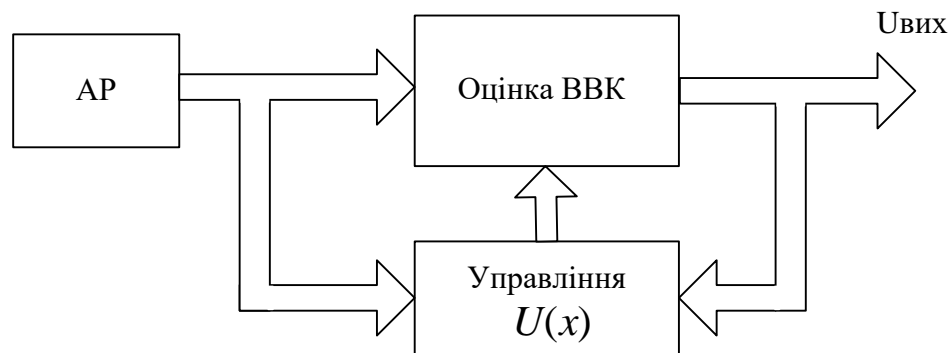


Рис.6.4. Структурна схема ПЧД при оптимальній груповій обробці  $N$ -сигналів АС

Конструктивним постає метод, заснований на організації індивідуального ПЧД для кожного прийому конкретної АС, при цьому сигнали інших АС слід розглядати як такі, що заважають. Таким чином, організовується  $N$  одночасно незалежних каналів ПЧОС, відповідних числу сигналів, що приймаються АС, кожна з яких оптимізована під конкретний сигнал АС. Для кожного конкретного абонента організовується окремий алгоритм ПЧД.

Даний метод просторово-часової обробки припускає знаходження індивідуальної оцінки вектора вагових коефіцієнтів (ВВК)  $W_i$ , орієнтованого для кожного  $i$ -го кореспондента. Алгоритм оцінки  $W_i$ ,  $i = \overline{1, N}$  реалізується у вигляді  $i$ -паралельних процедур, виконаних на час сеансу зв'язку  $i$ -ої АС (рис.6.5).

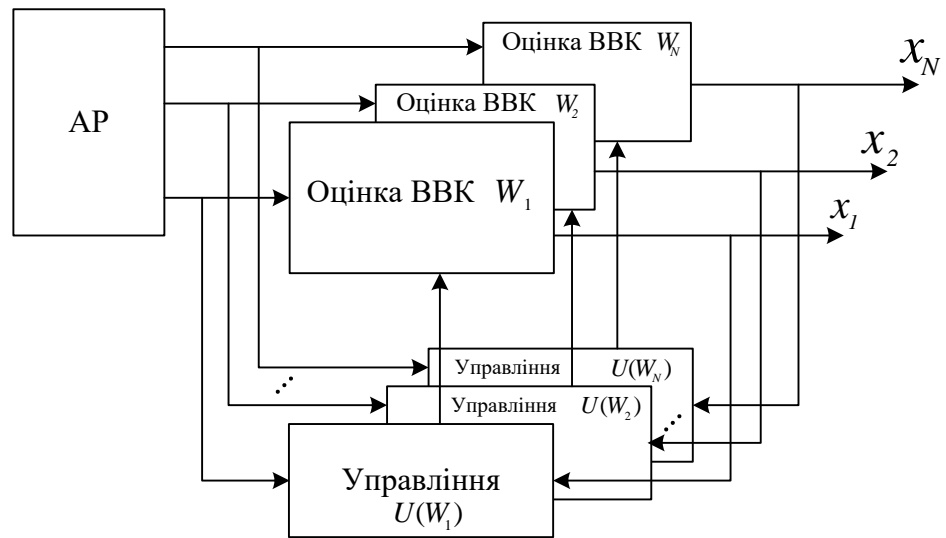


Рис.6.5. Структурна схема ПЧД при оптимальному прийомі  $N$ -сигналів АС з знаходженням індивідуальних значень оцінки ВВК  $i$ -го сигналу АС

При такому методі ПЧОС всі сигнали інших АС працюють у даному частотному каналі, які представляють собою завади для прийому сигналів даної конкретної АС, що обробляється відповідним ВВК  $w_i$  (рис.6.6.).

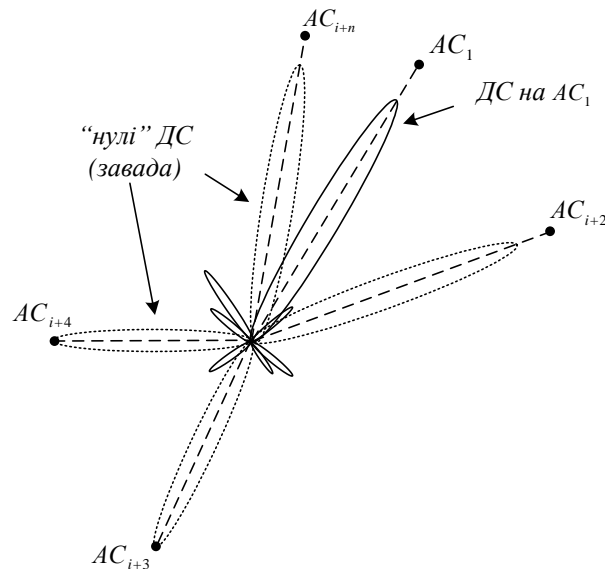


Рис.6.6. Варіант розподілу рівнів прийому ААР при обробці викличних сигналів, що надходять від АС

Переваги методів ПЧД з використанням індивідуальної оцінки ВВК є:

- 1) Оптимальність алгоритму.
- 2) Цільність алгоритму управління ВВК без необхідності отримання проміжних значень ДС та ін.
- 3) Можливість узгодженості з динамікою сигнально-завадових ситуацій.
- 4) Критерій ефективності, орієнтований на якість прийому сигналів, а не на значення ДС.
- 5) Знаходження групового рішення для  $N$  АС в єдиному алгоритмі.
- 6) мінімальний час збіжності в сталому режимі складається з 2-6 ітерацій.

Недоліки:

- 1) Одиночний алгоритм, орієнтований для прийому однієї АС.
- 2) Можливість нестійкої роботи за недостатньої обумовленості матриці і в цілому задачі.

На рис.6.7 представлений варіант просторово розподілених АС, розміщених під різними азимутами по відношенню до БС. На кожну АС орієнтований максимум прийому ДС, при цьому всі інші азимуты інших АС – заглушуються.

Можливий випадок близького розташування азимутів сусідніх АС (рис.6.7).

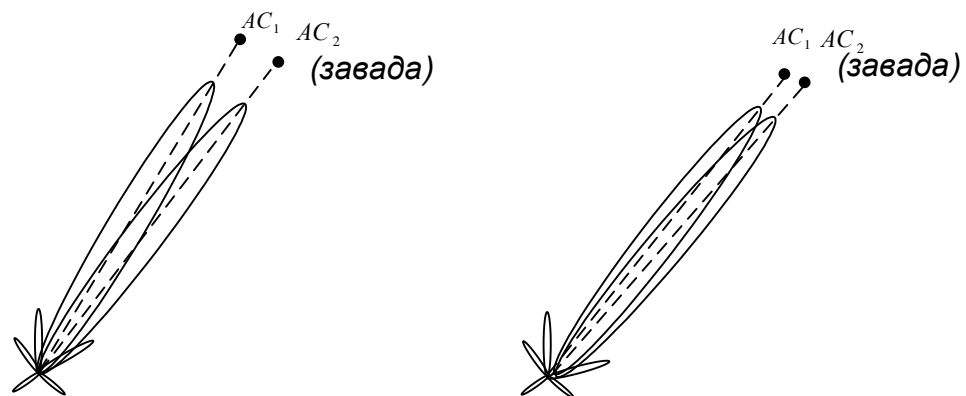


Рис.6.7. Зразковий розподіл рівнів прийому ААР :

- а) при обробці  $AC_1$   $AC_2$  при близьких азимутах б) ефект "засліплення" ААР

У цьому випадку також виконується умова придушення стороннього сигналу, хоча рівень прийому дещо знижується. Цей ефект відомий під назвою "засліплення" ААР. Для виключення випадків "засліплення" використовують спільну просторову і поляризаційну обробку. Для цього необхідно використовувати двополяризаційні (наприклад, турнікетні) антенні елементи. Іншим конструктивним методом, орієнтованим на просторово-поляризаційну обробку, є використання АЕ у вигляді магнітно-електричного диполя (рис.6.8).

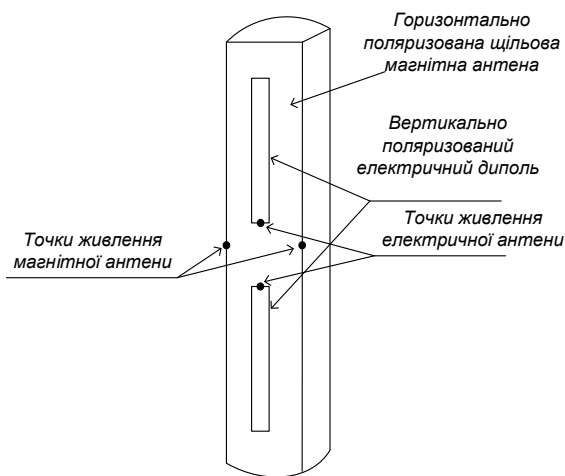


Рис.6.8. Конструкція (щілина+вібратор) комбінованого магнітно-електричного антенного елемента

Розглянемо більш докладно відповідні алгоритми просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС), придатних для реалізації індивідуального ПЧД в умовах динаміки змін просторових параметрів прийнятих сигналів.

#### **6.4 Методи просторово-часової обробки сигналів, орієнтовані на просторово-часовий доступ**

ПЧОС – це обробка зосередженого по частоті сигналу на виході  $N$  – елементної антени шляхом відповідного складання прийнятих реалізацій, при якому здійснюється придушення всіх завад у смузі прийому цього сигналу.

Важливою перевагою ПЧОС є те, що даний метод відмінно поєднується з іншими, частотно-часовими, кодовими, різними організаційними методами, вдало доповнюючи їх, і розширює потенціал якості прийому сигналів за рахунок розширення простору прийняття рішень.

Крім того, ПЧОС володіє рядом переваг порівняно з іншими методами обробки. Так ПЧОС не пов'язаний з додатковою втратою часових і частотних ресурсів. Більш того, при ПЧОС вдається реалізувати повторне використання робочих частот, коли може бути організовано прийом різних сигналів на одній і тій же частоті. Крім того, при ПЧОС значно меншою мірою позначаються нелінійності та обмеження динамічного діапазону. Застосування цих методів дає можливість зберегти параметри корисних сигналів, вимоги до каналів зв'язку, режими ведення зв'язку, без збільшення виділеної смуги частот. Просторові і поляризаційні параметри у багатьох випадках є єдиними, за допомогою яких вдається розрізнити корисні сигнали та завади. Для деяких типів завад, наприклад імпульсних, ці параметри є єдино передбачуваними. При цьому задача режекції завад зводиться до супроводу нулем поляризаційної діаграми (ПД) або діаграми спрямованості (ДС) діючої завади. Ряд відомих методів придушення завад, включаючи компенсаційні, заснований на виділенні опорного каналу, вільного від корисного сигналу. Такий канал може бути отриманий за допомогою супроводу корисного сигналу нулем поляризаційної та (або) просторової діаграми антени.

Поєднання методів адаптивної просторово-часової і поляризаційно-часової обробки сигналів дозволяє виключити ефект «засліплення» антенної решітки при близьких і подібних напрямках приходу корисного сигналу і завад. Важливою перевагою поляризаційно-часових методів оброблення є те, що придушення завади шляхом ортогоналізації по відношенню до неї поляризації приймальної антени може вирішуватися одночасно з завданням погодженого з поляризацією прийому корисного сигналу керування поляризацією передавальної антени.

Просторово-часові та поляризаційно-часові методи можуть припускати як групову, так й індивідуальну обробку сигналів декількох джерел. В останньому випадку в напрямку кожного джерела формується своя діаграма (рис.6.6).

Розглянутий багатодіаграмний (багатопроменевий) характер приймальної антени при багатостанційному доступі в системах супутникового зв'язку дозволяє реалізувати метод повторного використання частот (ПВЧ), який крім економії частотного та енергетичного ресурсу дозволяє поліпшити діапазонність приймальних трактів, застосовувати загальні вузли і блоки (наприклад, генератори) для окремих напрямків прийому. Легко реалізується перехід з режиму ПВЧ у режим придушення завад. На жаль, у мобільних системах метод ПВЧ важко реалізувати через зниження ступеня поляризації багатопроменевих сигналів. Таким чином, можливості, які відкриваються при застосуванні ПЧД і ПЧОС, безпосередньо впливають на саму концепцію застосування мобільної телекомунікаційної системи.

Проблема підвищення завадозахищеності просторово-часового прийому сигналів може бути поставлена значно ширше, зокрема з включенням в контур адаптації не тільки приймальної, але і передавальної антени, а також приймачів, передавачів, модемів та інших підсистем. При цьому домінують у процесі адаптації параметрів можна віднести не тільки суто «антенні» параметри – характеристики спрямованості й поляризацію, але і самі параметри корисних сигналів, і саму мобільну ТКС в цілому: потужність, частоту, тривалість, структуру сигналів та ін. Таким чином, предметом дослідження в даному розділі буде знаходження придатних для використання в ПЧД алгоритмів ПЧОС, що зводяться до синтезу ААР [202,204,205].

### **6.5 Основні передумови для організації просторово-часового доступу**

Та чи інша властивість ААР досягається відповідним вибором комплексних вагових коефіцієнтів (ВК)  $w_i$ ,  $i=1,2,\dots,N$ , включених на виході приймальних антенних елементів (АЕ) і перед загальним суматором (рис.6.9).

За допомогою адаптивного процесора ВК забезпечують відповідне формування сумарної ДС і поляризаційної діаграми, тобто ВК разом з загальним суматором являють собою діаграмоутворювальну схему [183].



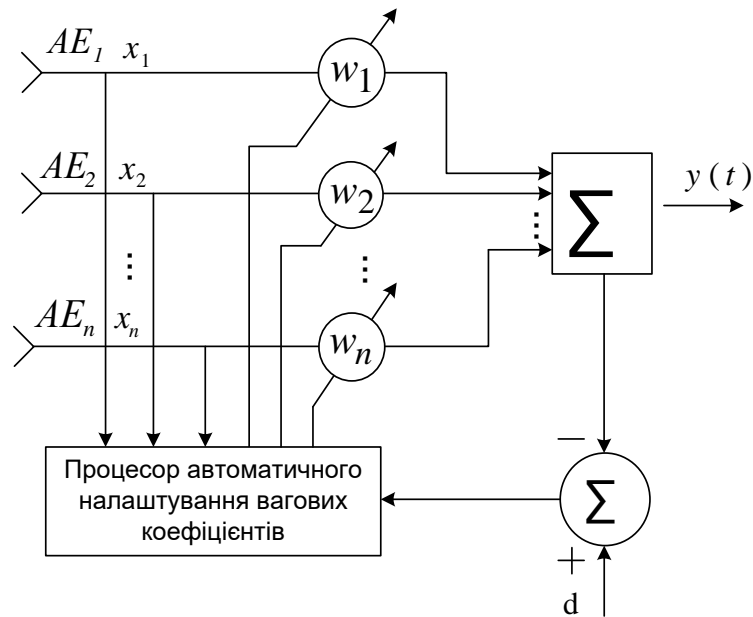


Рис.6.9. Включення ВВК в ААР

У той же час визначення призначення ВК можна інтерпретувати як завдання формування таких співвідношень між прийнятими  $N$ -реалізаціями корисного сигналу  $S_i(t)$ ,  $N$ -антенних елементів, сумою  $j$  вузькосмугових анізотропних завад  $\sum_{j=1}^J n_j(t)$  і шумом  $u(t)$ , які після складання на загальному суматорі дозволяють забезпечити максимум відношення сигнал/(завада+шум), мінімум середовищ неквадратичного відхилення прийнятого сигналу від заданого чи інший критерій:

$$\text{де} \quad y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t), \quad (6.2)$$

$$x_i(t) = s(t) + \sum_{j=1}^J n_{ij}(t) + v_i(t). \quad (6.3)$$

З допомогою ВК формуються їхні вектори (ВВК):

$$W^T(t) = (w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)). \quad (6.4)$$

У загальному випадку ВВК  $w(t)$  повинен володіти можливістю змінювати як амплітуди, так і фази приймальних сигналів, тобто він повинен бути комплексним. Швидкість цих змін повинна бути узгоджена зі швидкістю зміни сигнально-завадової ситуації, а діапазон узгоджується з динамічним діапазоном змін рівнів сигналів і завад, а також фазових співвідношень у різних елементах ААР. Очевидно, ідеальною є ситуація, коли швидкість змін ВВК нескінченно велика, а динамічний діапазон змін амплітудно-фазових характеристик необмежений. Однак на практиці, виходячи з можливостей технічної реалізуємісті та інших причин доводиться обмежувати ці характеристики, що, загально кажучи, призводить до відповідного зниження ефективності ААР. У цьому сенсі говорять про ААР з обмеженнями.

На відміну від інших проблем антенної техніки, де кінцевим результатом розв'язуваних завдань є синтез ДС при різних обмеженнях на конструкцію, габарити, спектральний склад сигналів і завад та інші параметри, кінцева мета використання ААР полягає в тому, щоб забезпечити необхідні якісні характеристики (максимізувати їх) корисних сигналів на виході антени, тобто отримати вихідне співвідношення

$$y(t) = y(w_t, t) = (w(t), x^*(t)) = W^T(t)x^*(t) = w_1(t)x_1(t) + w_2(t)x_2(t) + \dots + w_N(t)x_N(t), \quad (6.5)$$

де вираз у дужках позначає скалярний добуток векторів, що задовольняє заздалегідь обраному критерію. При цьому сумарна ДС ААР як така, може взагалі не розглядатися, хоча як проміжна характеристика, вона, безумовно, представляє інтерес. Так, ДС ААР може бути отримана за допомогою скалярного добутку ВВК  $W(t)$  на вектор  $f(\theta)$ :

$$F(\theta) = (W^T(t), f^*(\theta)), \quad (6.6)$$

де  $f^T(\theta) = (f_1(\theta), f_2(\theta)e^{i\varphi_{1\theta}}, \dots, f_N(\theta)e^{i\varphi_{N\theta}})$ ;  $f_i(\theta)$  – ненормовані ДС приймальних елементів ААР;  $\varphi_{i\theta}$  – фази огинаючої хвилі одиничної амплітуди, відраховувані

від фази сигналу з виходу 1-го елемента (при  $\varphi_{i01} = 0$ ), зафіксовані на виходах приймальних елементів за рахунок просторових відмінностей [206,207].

Важливою властивістю ААР є інваріантність деяких критеріїв функціонування по відношенню до сумарної ДС. Це має велике практичне значення, пов'язане з можливістю довільного, в тому числі й випадкового, розташування антенних елементів. При цьому відпадає необхідність застосування жорстких кріплень, скорочується час розгортання і т.д.

У ААР кількість антенних елементів  $N$  може бути мінімальною (наприклад,  $N \geq 2$ ) і вибирається, виходячи з очікуваної кількості наявних завад. Значення в  $N$  ААР розглядається як число ступенів свободи, оскільки саме воно визначає кількість незалежно формованих ДС, тобто кількість завад, яка здатна придушити ААР з одним виходом, становить  $J \leq N - 1$ .

Разом із тим АЕ можуть бути багаторазово використані й на кожному з них може бути мінімізовано  $N - 1$  завад. Слід, однак, вказати на те, що при цьому кратно падає рівень прийнятого сигналу і відношення сигнал/шум.

Задачу придушення завад в ААР можна вирішувати по-різному. Так, використовуючи принцип поділу [183,208], можна спочатку оцінити,  $\theta_j$ , ( $j = \overline{1, J}$ ) – напрямки приходу цих завад та їх поляризацію, а потім вирішити задачу управління ВВК ААР і знаходження її ДС і ПД з нулями, орієнтованими в напрямку приходу завад. Однак рішення цієї задачі досить складне, пов'язане з перетворенням матриць, і це рішення [208] вдається знайти далеко не для кожної ситуації. На практиці застосовується більш конструктивне рішення, що ґрунтується не на декомпозиції, а на безпосередньому перебуванні оцінки  $\hat{W}(t)$  ВВК. В даний час відомо кілька рішень, що розрізняються: як вибраними критеріями ефективності, так і передбачуваними обмеженнями. До найбільш поширених критеріїв належать:

– максимум відносини рівнів корисного сигналу до суми завад (МВСЗ) на виході ААР;

- мінімум середнього квадрата відхилення (МСКВ) прийнятого сигналу від заданого еталонного  $y_s(t)$  на виході ААР;
- мінімум потужності завад на виході ААР;
- максимум правдоподібності;
- різні інші модифікації критеріїв.

Синтезовані при цьому алгоритми функціонування ААР виходять із розв'язання статистичних задач. Серед усього різноманіття рішень можна виділити два основних напрямки, що історично з'явилися першими. Асимптотичні рішення, пов'язані з іменами Ширмана, Хоуелса, Епплбаума, Уїдроу та ін., припускають наявність гіпотези ергодичності сигнально-завадової ситуації. Ці рішення здебільшого ґрунтуються на знаходженні оцінки кореляційної матриці (або її обігу), що характеризує сигнально-завадову ситуацію або інших, наприклад градієнтних, процедурах у вказаних межах. В літературі до цього часу основна увага приділяється розвитку саме цього напрямку [155,209,210].

Інший напрям ґрунтується на припущенні марківської апроксимації прийнятої реалізації та динаміки змін ВВК. Відмова від ергодичності дозволяє ефективно вирішувати нестационарні задачі з використанням добре розробленого апарату рекурентної лінійної або нелінійної фільтрації. З використанням цього підходу одержано ряд результатів за просторово-часової і поляризаційно-часової обробки [211].

## **6.6 Аналіз застосування алгоритмів просторово-часової обробки для просторово-часового доступу сигналів абонентських станцій**

### **6.6.1 Асимптотичні методи синтезу адаптивних антенних решіток**

Асимптотичні методи засновані на отриманні таких значень ВВК  $W(t)$ , які можуть бути досягнуті в стаціонарних умовах при  $t \rightarrow \infty$ , тобто в умовах, коли основні перехідні процеси в ланцюгах прийому вже закінчуються. Такі рішення

досить широко використовуються в радіолокації, де є вільний часовий відрізок, вільний від корисного сигналу. При передачі сигналів зв'язку такого відрізка немає. Крім того, у каналах мобільних систем більш складна динамічна сигнально-завадова обстановка, що ускладнює використання стаціонарно-орієнтованих алгоритмів. Водночас асимптотичні рішення зручні при аналізі ефективності ААР, при зіставленні тих чи інших моделей, алгоритмів або сигнально-завадових ситуацій [200,206]. Зупинимось на їхньому розгляді докладніше.

### 6.6.2 Критерій МСКВ прийнятого сигналу від заданого еталону

Даний критерій запропоновано Уїдроу [209]. Він є найбільш популярним при рішенні різних задач радіозв'язку, радіолокації та ін. Його популярність пояснюється не тільки тим, що синтезовані на базі МСКВ алгоритми мають досить просту структуру, але й тим, що отримані рішення добре вписуються в загальні критерії, за якими функціонують мобільні телекомунікаційні системи. Інший важливий критерій мінімуму ймовірності помилки  $\min p_{ош}$  функціонально пов'язаний з енергетичним співвідношенням сигналу і завади. Для найпростіших ситуацій якість прийому залежить від відношення сигнал/шум  $p_{ош} = (h^2)$ , де  $h^2 = P_c/P_w$  у даному випадку важливим є той факт, що при використанні МСКВ остаточні результуючі завади, після ПЧОС, носять характер відновлювального процесу і можуть бути апроксимовані процесом типу «білого» шуму. ПЧОС - алгоритм функціонує за критерієм МСКВ, ґрунтованому на отриманні нев'язки  $v(t)$ . Найбільш простим рішенням може служити процедура порівняння прийнятої після зважування реалізації  $W^T(t)X(t)$  з еталонним сигналом  $y_s$ :

$$v(t) = W^T X(t) - y_s(t). \quad (6.7)$$

Знайдемо послідовно квадрат цієї нев'язки і її математичне очікування:

$$v^2(t) = W^T X(t) X^T(t) W(t) - 2y_s W^T(t) X(t) + y_s^2; \quad (6.8)$$

$$M[v^2(t)] = W^T(t) R_{xx} W(t) - 2W^T(t) r_{xy} + \overline{y_s^2(t)}, \quad (6.9)$$

де  $r_{xy}$  – вектор коваріації між вектором прийнятих сигналів і бажаним еталонним сигналом,

$$r_{xy} = (x_1(t)y_s(t); x_2(t)y_s(t); \dots; x_N(t)y_s(t)), \quad (6.10)$$

$R_{xx}$  – кореляційна матриця сигналів, прийнятих ААР,  $R_{xx} = \overline{X(t)X^T(t)}$ .

Знайдемо мінімум нев'язки з виразу (6.8). В даному випадку він буде єдиним, оскільки функція (6.8) є квадратичною щодо  $W(t)$ , а матриця  $R_{xx}$  – додатньо визначена. Прирівнюючи градієнт (6.8) до нуля, знайдемо мінімальне її значення:

$$dv^2/dW(t) = \nabla \omega(\overline{v^2(t)}) = 2R_{xx} W(t) - 2r_{xy} = 0. \quad (6.11)$$

$$\hat{W}_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xy}. \quad (6.12)$$

Вираз (6.12) є рішенням векторно-матричного рівняння Винера – Хопфа. При цьому оптимальна ДС ААР може бути обчислена за формулою

$$F(\theta) = (\hat{W}_{opt}(t), f^*(\theta)), \quad (6.13)$$

де  $\hat{W}_{opt}(t)$  – представлено в комплексному вигляді.

Рівняння (6.12) можна представити і в іншому вигляді, якщо припустити, що еталонний сигнал  $\overline{y_s^2} = S(t)$ . Тоді з (6.5) отримаємо

$$\hat{W}_{opt}(t) = sR_{xx}^{-1}V, \quad (6.14)$$

де  $V^T = (1, e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_{N-1}})$  – вектор фазових набігів, відлічуваних від 1-го елемента ААР, що входить у вираження (6.13) і (6.6).

З урахуванням рівності  $r_{xy} = E\{x(t), y_{\ominus}(t)\} = sV(t)$  отримаємо:

$$\hat{W}_{opr}(t) = sR_{xx}^{-1}V(t). \quad (6.15)$$

З допомогою цього критерію можуть бути розроблені процедури, що мають рекурентну форму, зокрема процедури стохастичної апроксимації, лінійної або нелінійної фільтрації, а також й процедури Калмана–Б'юсі, зокрема методи рекурентного звернення кореляційної матриці. Особливості синтезу цих процедур будуть розглянуті нижче.

### 6.6.3 Критерій максимуму відношення рівнів сигнал/шум

Даний критерій (МВСШ) застосуємо до тих ситуацій, коли на інтервалі спостереження вдається отримати достатньо точно і просто енергетичні параметри прийнятих сигналів і завад. Практично це вдається реалізувати при незмінності, стаціонарності сигнально-завадової ситуації. Інакше: даний критерій ґрунтований на припущенні ергодичної апроксимації ситуації.

Діючи суто формально, запишемо в чисельник потужність корисного сигналу  $E\{y_s(t)\} = |W^T S|^2$ , а в знаменник – потужність всіх завад  $E\{y_n(t)\} = |W^T n|^2$ . У нашому випадку в якості завад  $n_i$  будуть виступати сигнали усіх інших, крім АС з сигналом  $S(k)$ :

$$\frac{P_s}{P_z} = \frac{|W^T S|^2}{|W^T n|^2} = \frac{W^T [SS^T] W}{W^T [nn^T] W} = \frac{W^T R_{ss} W}{W^T R_{nn} W}, \quad (6.16)$$

де  $W$  – ВВК ААР в сталому ( $W(\infty)$ ) стані;  $n$  – вектор завад, що містить як пофарбовані завади заважаючих сигналів інших станцій  $n_j(t)$  при  $j = \overline{1, J}$ , так і білі шуми  $v_i(t)$  при  $i = \overline{1, N}$  діють у кожному з  $N$  елементів.

Використовуючи формальний параметр:

$$\underline{z} \Delta R_{nn}^{1/2} W \quad (6.17)$$

отримаємо відношення (6.16) у вигляді

$$\frac{P_s}{P_3} = \frac{z^T R_{nn}^{-1/2} R_{ss} R_{nn}^{-1/2} z}{z^T z}, \quad (6.18)$$

де чисельник представляє собою квадратичну форму і приймає значення між мінімальним і максимальним власним значенням симетричної матриці  $R_{nn}^{-1/2} R_{ss} R_{nn}^{-1/2}$  або, що те ж саме, матриці  $R_{nn}^{-1} R_{ss}$ . Оптимальне значення сигнал/завада зводиться до знаходження максимального власного вектора  $W_{opt}$ , власне значення якого  $(s/n)_{opt}$  знаходиться з виразу [206]

$$R_{ss} W_{opt} = (s/n)_{opt} R_{nn} W_{opt}. \quad (6.19)$$

Підставляючи сюди (6.22), отримуємо

$$R_{ss} W_{opt} = \frac{W_{opt}^T R_{ss} W_{opt}}{W_{opt}^T R_{nn} W_{opt}} R_{nn} W_{opt}. \quad (6.20)$$

Вважаючи, що  $S^T W_{opt}$  – скаляр, скоротимо обидві частини рівняння (6.20) і, позначивши  $(W_{opt}^T S / W_{opt}^T R_{nn} W_{opt}) = \mu$ , отримаємо

$$W_{opt} = 1/\mu R_{nn}^{-1} S \quad (6.21)$$



чи

$$W_{opt} = \alpha R_{nn}^{-1} V, \quad (6.22)$$

де  $\alpha = \sqrt{S}/c$   $S$  и  $V$  визначаються з (6.20) і (6.21).

Вирази (6.21) і (6.22) є основними для алгоритмів, що використовують критерій МВСЗ. Зіставляючи вирази (6.12) і (6.15), доходимо висновку про їх близьку структуру. Однак для критерію МВСЗ потрібне значення  $R_{nn}^{-1}$ , що на практиці реалізувати вдається не завжди, у першу чергу через те, що при отриманні оцінки  $R_{nn}^{-1}$  корисний сигнал виступає як завада. Одним із методів оцінки є алгоритм із вирахуванням корисного сигналу [212,213]. Даний критерій більш зручний тому, що корисний сигнал  $S(t)$  або вектор  $V(t)$  можуть бути апріорно відомі з достатньою точністю, оскільки оцінка його здійснюється паралельно.

#### 6.6.4 Критерій мінімуму рівня завад на виході ААР

Для відомих напрямків та інших параметрів корисного сигналу оптимальний ВВК у припущенні завад типу «білого» шуму знаходиться з виразу [206]

$$W_{МЛП} = R_{nn}^{-1} I / I^T R_{nn}^{-1} I, \quad (6.23)$$

де  $I^T = (1,1,1,\dots,1)$ .

При цьому передбачається, що на вході ААР забезпечено узгодження площині апертури з фазовим фронтом хвилі корисного сигналу. Очевидно, ВВК з (6.29) в даних умовах завад у кожному з приймальних каналів забезпечує підсилення, зворотно пропорційно рівню завади.

ВВК оптимальний за критерієм максимуму правдоподібності визначається з виразу:

$$W_{МП} = \frac{R_{nn}^{-1}V}{V^T R_{nn}^{-1}V} X(t) \quad (6.24)$$

Так як рівняння (6.23) і (6.24), аналогічні, отримані за критеріями максимуму правдоподібності і мінімуму рівня завад на виході ААР рішення можуть бути зведені до вигляду [202]:

$$W = \frac{1}{N_0} R_{nn}^{-1}V, \quad (6.25)$$

де  $N_0$  – спектральна щільність потужності шуму ААР.

До виду

$$W_{CKO} = \frac{1}{N_0} \cdot \frac{S_0}{N_0 + S_0} R_{nn}^{-1}V. \quad (6.26)$$

Таким чином, отримане рішення приводиться до виконання схожим до критерію МСКВ, якщо завади  $n_i$  вважати «білими» шумами, а  $S(t)$  сигналами, які мають рівень  $S_0$ . Виходячи з наведеного огляду, можна відзначити, що всі розглянуті критерії при однакових обмеженнях на завади призводять до рішень, що відрізняються постійним множником (6.25), (6.26), (6.22). Отже, практичне використання того чи іншого критерію може визначатися конкретними умовами функціонування ТКС і обумовлюється сигнально-завадовою обстановкою.

Є ряд методів використання отриманих алгоритмів, що дозволяють їх практичну реалізацію. Так процедура знаходження оцінки ВВК, які визначаються на основі розглянутих критеріїв нашоується на необхідність отримання значень оберненої матриці  $R_{xx}^{-1}$  і  $R_{nn}^{-1}$  чи інших матричних процедур. На практиці це значення звичайно невідомо, що вимагає пошуку спеціальних методів рішення рівнянь оцінки. Одним із методів розв'язання рівнянь (6.12) і (6.22) є заміна реальної матриці  $R_{xx}$  на її оцінку  $\hat{R}_{xx}$ , одержувану з вибірових значень результатів спостережень (6.3). Максимально правдоподібною оцінкою матриці

загальної сукупності  $X_k(t)$ , де  $k$  – обсяг вибірки, є вибіркова коваріаційна матриця [202,206]:

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k [X_i - \bar{X}]^T [X_i - \bar{X}], \quad (6.27),$$

де  $X_i$  –  $i$ -е вибіркоче значення вектора (6.9),  $i = \overline{1, k}$ ;  $\bar{X}$  – середнє значення вектора, визначається як вибіркова оцінка по  $k$ - реалізацій  $N$ -мірного вектора ( $N$ -розмірність ААР),

$$\bar{X} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_i. \quad (6.28)$$

Очевидно, для отримання оцінки (6.27) і обернення матриці  $R_{xx}^{-1}$  потрібно досить значний обсяг обчислень, зростає зі збільшенням розмірності ААР. Розмірність ще більше зростає у зв'язку з необхідністю подання вектора  $X(t)$  у вигляді двох, а частіше чотирьох квадратних компонент, що ще більше ускладнює процес обчислення. У той же час нестационарність статистики, реально має місце в каналі мобільних систем вимагає постійного оновлення вибіркових даних. Все це істотно ускладнює безпосереднє рішення рівняння (6.12) і призводить до зміщення вибіркової оцінки (6.27).

Більш конструктивним є рекурентне обчислення матриці, наприклад, за допомогою формули Вудбері:

$$\hat{R}(k+1) = \frac{k}{k+1} \hat{R}(k) + \frac{1}{k+1} X^T(k+1) X^*(k+1) \quad (6.29)$$

на підставі чого оцінка оберненої матриці може бути отримана у вигляді

$$\hat{R}_{xx}^{-1}(k+1) = \frac{k+1}{k} \hat{R}_{xx}^{-1}(k) - \frac{k+1}{k^2} \left[ 1 + \frac{1}{k} X^*(k+1) \hat{R}_{xx}^{-1}(k) X^T(k+1) \right]^{-1} \hat{R}_{xx}^{-1}(k) X^T(k+1) \cdot X^*(k+1) \hat{R}^{-1}(k). \quad (6.30)$$

Разом із тим таке рекурентне обчислення видається не менш ускладненим, або формована при цьому вибірка  $X(k+1)$ ,  $k=1,2,\dots$  на практиці є неоднозначною, а також має місце нестаціонарність, що вимагає додаткової модернізації процедури, пов'язаної з кроковою постійною. Тим не менш у стаціонарних умовах підстановка оцінки  $\hat{R}_{xx}^{-1}$ , отриманої у відповідності з (6.30), дозволяє знайти рішення рівняння (6.18), що визначає функціонування алгоритма ПЧОС.

Дане рішення є асимптотичним у тому сенсі, що воно вимагає стаціонарності сигнально-завадової ситуації, вимагає апріорного формування вибіркової статистики. Однак воно знаходить широке використання у задачі аналізу, в той час як в задачах синтезу зазвичай використовують рекурсивні процедури.

Асимптотичні методи, основані на оберненні вибіркової коваріаційної матриці прийнятих сигналів та рекурентні методи, засновані на градієнтних процедурах у стаціонарних умовах та при інших рівних умовах володіють однаковою ефективністю. Разом з тим, гідністю рекурсивних методів є їх динамічний характер, що дозволяє одержувати оцінку ВВК у реальному масштабі часу, що узгоджується з динамічністю процесу зв'язку у безпроводових системах. У той же час асимптотичні методи пов'язані з великими втратами часу на набір і обробку статистики для оцінки та обігу коваріаційної матриці.

## 6.7 Рекурентні методи синтезу адаптивних антенних решіток

Інший альтернативний клас алгоритмів ПЧОС, заснований на рекурентному управлінні та безпосередньому вираженні ВВК ААР за результатами нев'язки  $v(k)$  на кожному  $k$ -му кроці дискретизації  $y(k)$ . За рахунок такої адаптації рекурентні методи конструктивніші порівняно з розглянутими вище асимптотичними. Рекурентні адаптивні алгоритми не вимагають великих витрат на обчислення матриць і обмежені невеликим об'ємом постійної та оперативної пам'яті.

Рекурентні процедури обчислень оцінки  $\hat{W}_{opt}(t)$  відрізняються тим, що послідовність рішень знаходиться, починаючи не з етапу отримання готового

рішення (6.12), а з більш раннього етапу – з пошуку екстремуму градієнта функції, що містить в якості аргумента величини  $W(t)$ . Все це дозволяє проводити аналіз і облік перехідного режиму ААР, а також нестаціонарності статистики  $X(t)$ . Рекурентні методи засновані на послідовній ітераційній процедурі знаходження рішення для ВВК у напрямку, протилежному градієнту функції показника якості  $\Delta(k)$ . У загальному випадку дискретний з кроком градієнтний алгоритм має вигляд

$$W(k) = W(k-1) - \mu \nabla(k), \quad (6.31)$$

де  $\mu$  – коефіцієнт (крокова постійна), що враховує швидкість пошуку екстремуму.

Алгоритм (6.31) показує, що значення ВВК на  $k$ -му кроці дорівнює значенню ВВК на попередньому  $(k-1)$ -му кроці з адаптивною добавкою  $\mu \nabla(k)$ , яка залежить від нев'язки різниці  $y_s(k) - y(k)$ . Процедура (6.31) при значенні  $\Delta t = (t_{k+1} - t_k) \rightarrow 0$  переходить у безперервну, яка може бути представлена у вигляді диференціального рівняння

$$dW(t)/dt = \mu \nabla(t). \quad (6.32)$$

Відомий алгоритм, названий алгоритмом Уїдроу - Хоффа [209]:

$$\hat{W}(k) = \hat{W}(k-1) + 2\mu[y_s(k) - y(k)]X(k). \quad (6.33)$$

Цей же алгоритм при безперервній процедурі набуває вигляду диференціального рівняння:

$$d\hat{W}(t)/dt = 2\mu[y_s(t) - y(t)]X(t) = 2\mu v(t)X(t). \quad (6.34)$$

На рис.6.10 представлена структурна схема дискретного алгоритму  $N$ -мірної ААР, виконана у відповідності з (6.33), на рис.6.11 – структурна схема безперервного алгоритму (6.34), на рис.6.12 – схема алгоритму (6.34), представлена у векторній інтерпретації, де подвійним рядком позначені векторні зв'язки. Робота алгоритму отримання оцінки ВВК (6.34) може бути пояснена дещо спрощено.

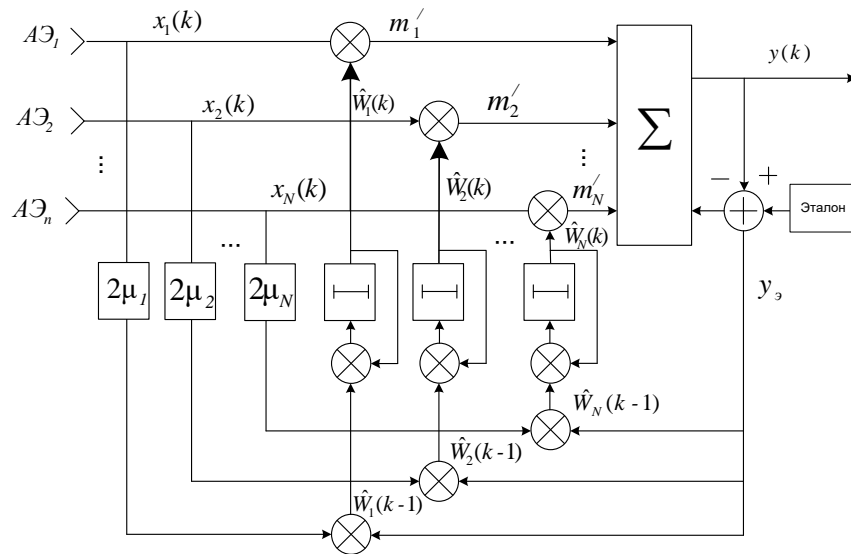


Рис.6.10. Структура управління ВВК  $N$ -елементної ААР з використанням рекурсивної процедури Калмана-Б'юсі

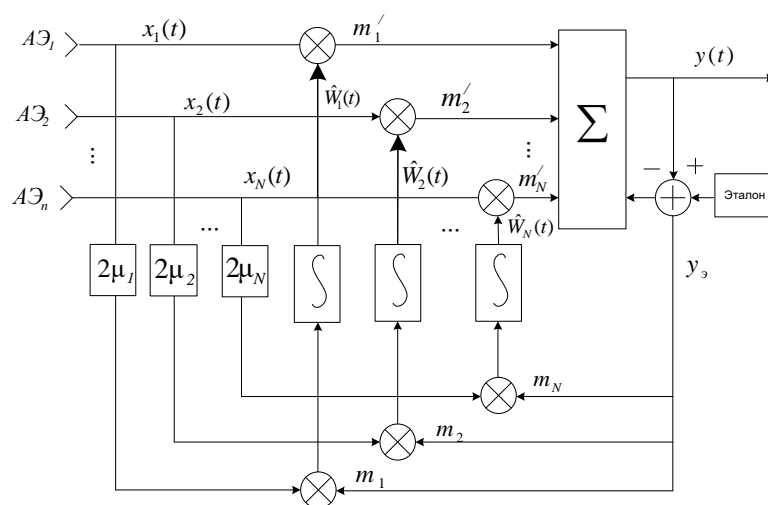


Рис.6.11. Структурна схема управління ВВК ААР, синтезована за алгоритмом Уїдрου

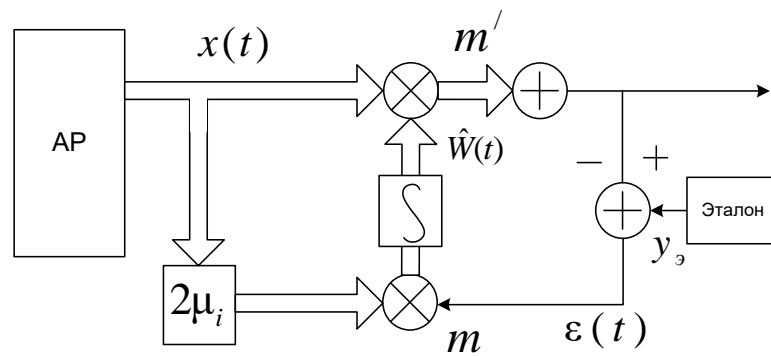


Рис.6.12. Векторна версія рекурентної процедури Уїдроу

Сигнали та завади  $x_i(t)$ , прийняті  $N$  антенними елементами, перемножуються на  $\hat{w}_i(t)$ , і на виході загального суматора  $\sum_1$  формується вихідний сигнал  $y(t)$ , який далі використовується в приймальному тракті. Паралельно в суматорі  $\sum_2$  формується сигнал нев'язки (6.7) – різниці прийнятого  $y(t)$  і еталонного  $y_s(t)$  сигналів. У разі повної відповідності  $y_s(t) \equiv S(t)$  величина отриманої нев'язки  $\gamma(t)$  містить всю інформацію про стан завод  $\sum_j n_{ij}(t)$  і шумів  $v_i(t)$ , що входять до складу прийнятої реалізації (6.3). На перемножувачі  $m_i$  при  $i = \overline{1, N}$  надходить сигнал нев'язки  $\gamma(t)$ . При цьому  $x_i(t)$  підсилюється в  $2\mu_i$  раз. У результаті перемноження на виході кожного  $m_i$  формується напруга, пропорційна до тієї частини завод  $n_{ij}(t)$ , яку корельовано з компонентами, що містяться у нев'язці  $v(t)$ . Ця напруга після інтегрування є шуканою оцінкою ВВК  $\hat{w}_i(t)$  подається на один із входів помножувачів. Очевидно, перемножувачі  $m_i$  спільно з інтеграторами здійснюють операцію статистичного усереднення за часом процесів на вході помножувачів  $m_i$ :

$$\int x_i(t)v(t)dt = \int s_1(t)v(t)dt + \sum_{j=1}^j \int n_{ij}(t)v(t)dt + \int v_i(t)v(t)dt. \quad (6.35)$$

Перший інтеграл у правій частині рівності зі збільшенням часу інтегрування дорівнює нулю, оскільки за умовою задачі  $S_i(t)$  некорельовані з  $\gamma(t)$ . Прагне до нуля і останній інтеграл чинності некорельованості ізотропних шумів  $v_i(t)$  зі значенням нев'язки  $v(t)$  в різні моменти часу, тобто на формування оцінки  $\hat{w}_i(t)$  основний вплив має лише другий інтеграл. Це буде відбуватися до тих пір, поки у нев'язання  $v(t)$  будуть входити складові, що корелюють з завадами  $n_{ij}(t)$ . Оскільки критерієм даної процедури є мінімізація середнього квадрата різниці нев'язки  $\gamma(t)$ , то в процесі функціонування алгоритму ААР з допомогою ВБК  $\hat{w}_i(t)$  встановиться якийсь мінімум  $\gamma^2(t)$  саме за рахунок мінімізації рівня завад  $n_{ij}(t)$  на виході ААР.

Відзначимо один важливий факт, який відрізняє ААР з використанням критерію МСКВ від ААР, у яких прийнятий критерій МВСЗ. У ААР, синтезованих за критерієм МВСЗ, що вводиться на кожен канал прийому опорний сигнал, який визначає положення головного максимуму ДС, повинен бути строго погоджений з положенням антенних елементів решітки. У розглянутих у даному підрозділі ААР еталонний сигнал  $y_s(t)$  в загальний канал прийому вводиться вже після загального суматора. Тому явної залежності алгоритму ААР від розташування антенних елементів тут не існує, що дозволяє використовувати дані алгоритми при випадковому або невідомому розташуванні приймальних елементів решітки або невідомому напрямку приходу сигналу і завад, наприклад при використанні ААР на рухомих об'єктах. Розглянемо більш детально процедури (6.34) – (6.37), що допускають ряд важливих узагальнень.

Процедури виду (6.32) – (6.33) є нічим іншим, як процедурами стохастичної апроксимації [206], умова збіжності та стійкості яких забезпечується відповідним вибором коефіцієнта  $\mu$ . Зокрема, для процедури Робінса–Монро, якій якраз і відповідають рівняння (6.37) – (6.40), повинні бути виконані умови Дворецького:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \mu^2(k) < \infty ; \quad \sum_{k=1}^{\infty} \mu(k) = \infty . \quad (6.36)$$



Для безперервного випадку ці умови набувають вигляду

$$\int_0^{\infty} \mu^2(t) dt < \infty ; \int_0^{\infty} \mu(t) dt = \infty . \quad (6.37)$$

Такі умови задовольняє функція  $\mu(k) = \frac{1}{k+1}$  при  $k = \overline{1, \infty}$ , а умови (6.36) – функція  $\mu(t) = \frac{1}{t}$  при  $t \in (0, \infty)$ .

Розглядати постановку задачі і її вирішення зручно з позицій теорії рекурентної лінійної та нелінійної фільтрації в просторі станів. Методи і алгоритми стохастичної апроксимації, у тому числі (6.31) – (6.34), є окремим випадком більш загальних процедур [47], таких, як процедури фільтрації Стратоновича, Калмана – Б'юсі та ін. Відомо, що алгоритми типу (6.32) – (6.34) при умовах (6.32), (6.33) сходяться з ймовірністю 1 до оцінюваного значення і являють собою рекурентний метод знаходження умовного середнього значення. Іншими словами, процедури (6.32) – (6.34) призначаються для оцінки постійних випадкових величин, для яких стан оцінюваної величини ВВК можна визначити простим диференціальним рівнянням

$$dW(t)/dt = 0 . \quad (6.38)$$

Якщо ж припустити випадково змінну у часі модель стану ВВК, що справедливо при випадкових змінах напрямку приходу сигналу і завад, а також зміни в часі параметрів, то стан ВВК необхідно виразити у вигляді багатовимірного ( $N$ -мірного) стохастичного диференціального рівняння

$$dw_i(t)/dt = -\alpha_i(t)w_i(t) + \sum_{j=1}^N b_{ij}(t)\xi_m^{(j)}(t) \text{ при } i, j = \overline{1, N}, \quad (6.39)$$

де  $\alpha_i(t)$  – не випадкові величини, що характеризують швидкість зміни ВВК

$\alpha_i(t) = \tau_{кор}^{-1}$ ;  $\tau_{кор}$  – інтервал кореляції цих змін;  $\xi_m^{(i)}(t)$  – компоненти білого гауссового шуму, що породжує шум моделі з рівномірною спектральною густиною потужності  $V_M^{(j)}$ ;  $b_{ij}(t)$  – елементи  $N \times N$  матриці  $B(t)$  що породжує шум і визначають інтенсивність змін кожної з компоненти ВВК.

Випадкові процеси, що описуються стохастичними диференціальними рівняннями типу (6.39), відносяться до класу марківських, а коефіцієнти  $a_i(t)$  і

$\beta_{ij}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_{ik}(t)b_{jk}(t)$  називаються відповідно коефіцієнтами зносу і дифузії цих процесів. Очевидно, вираз (6.38) є окремим випадком (6.39) при  $a_i(t) = \beta_{ij}(t) = 0$ .

Для отримання оцінки ВВК з використанням стандартних процедур лінійної та нелінійної фільтрації необхідно крім рівняння стану задавати рівняння спостереження. Для цієї мети можна було використовувати рівняння (6.9) або (6.11), проте перше не входить значення ВВК, а в другому це значення ВВК має загальний вигляд, у той час як необхідно вирішити задачу оцінки саме оптимального ВВК. Враховуючи (6.11), рівняння спостереження, представимо у вигляді

$$y(t) = W^T(t)x(t) = W_{opt}^T(t)X(t) + v_n(t), \quad (6.40)$$

де  $X(t)$  – вектор, отриманий на підставі (6.3) з вектора  $x(t)$  без урахування ізотропного шуму  $u_i(t)$ ;

$v_n(t)$  – шум спостереження, утворений у результаті зваженої суми шумів  $u_i(t)$ , а також є результатом різних помилок апроксимації, прийнятих у моделі.

Шум спостереження апроксимуємо також гауссовим «білим шумом зі спектральною щільністю потужності  $V_H$ . Алгоритм отримання оцінки ВВК для даного випадку є стандартним і визначається з стохастичного диференціального рівняння

$$d\hat{w}_i/dt = -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)F_j^{\cdot}(\hat{w}_i, t), \quad (6.41)$$

де  $F_j^{\cdot}(\hat{w}_i, t) = dF_j(\hat{w}_i, t)/d\hat{w}_i$  –  $N$ -мірний вектор-стовпчик, отриманий через похідні по часу спостереження від логарифма функції правдоподібності

$$F(w_i, t) = \frac{1}{V_H} [2y_s(t)y(w_i, t) - y^2(w_i, t)], \quad (6.42)$$

$K_{ij}(t)$  – дисперсія помилки оцінки, що описується рівнянням Ріккати

$$dK(t)/dt = B(t)V_H B^T(t) + K(t)A(t) + A^T(t)K(t) - K(t)F''(\hat{w}_i, t)K(t), \quad (6.43)$$

тут  $F''(\hat{w}_i, t) = d^2F(\hat{w}_i, t)/d\hat{w}_i^{(i)}d\hat{w}_i^{(i)}$  – квадратна  $N \times N$  матриця,  $A(t)$  – діагональна матриця з елементами  $a_i(t)$ .

З урахуванням (6.5) значення похідних у виразі (6.42) визначаються виразами наступним чином:

$$F^{\cdot}(\hat{w}_i, t) = \begin{bmatrix} F_1^{\cdot} \\ F_2^{\cdot} \\ \dots \\ F_N^{\cdot} \end{bmatrix}; \quad F''(\hat{w}_i, t) = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1N} \\ F_{21} & F_{22} & \dots & F_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{N1} & F_{N2} & \dots & F_{NN} \end{bmatrix};$$

де  $F(w_i, t) = \frac{1}{V_H} [2y_s(t)y(w_i, t) - y^2(w_i, t)]$ ;  $F_j = 2V_H^{-1}[y_s(t) - y(w_i, t)]x_j(t) = 2V_H^{-1}v(t)x_j(t)$ ;

$$F^{\cdot}(\hat{w}_i, t) = 2V_H^{-1}v(t)x_i(t);$$

$F_{ij}$  – елемент матриці  $F''(\hat{w}_i, t)$ , що стоїть на  $ij$ -м місці,  $F_{ij} = -x_i(t)x_j(t)$ .

З урахуванням цього рівняння оцінки ВВК (6.42) набуває вигляду

$$\begin{aligned} d\hat{w}_i(t)/dt &= -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N 2K_{ij}(t)V_H^{-1}[y_s(t) - y(t)]x_j(t) = \\ &= -a_i(t)\hat{w}_i(t) + 2V_H^{-1}v(t)\sum_{j=1}^N K_{ij}(t)x_j(t), \end{aligned} \quad (6.44)$$

або у векторній формі

$$d\hat{W}(t)/dt = A(t)\hat{W}(t) + 2V_H^{-1}v(t)K_{ij}(t)X(t). \quad (6.45)$$

Рівнянню (6.44) відповідає структурна схема алгоритму оцінки ВВК ААР, представлена на рис.6.13.

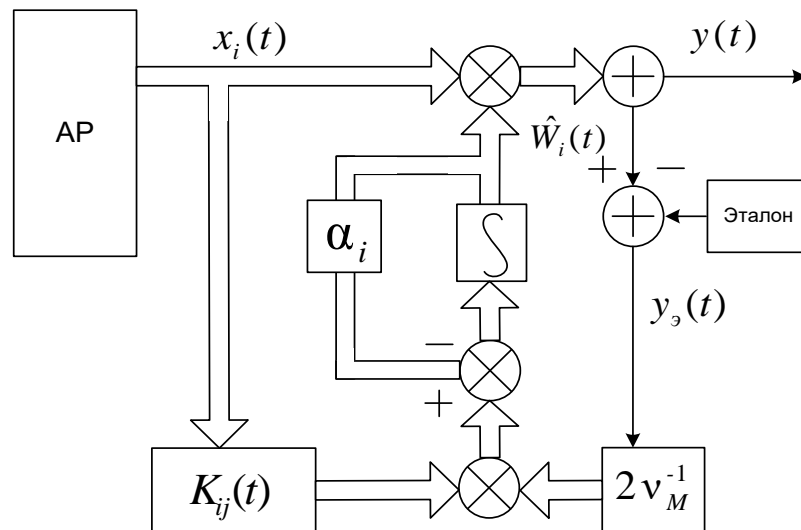


Рис.6.13. Структурна схема алгоритму оцінки ВВК ААР

Переклад у дискретну форму цього алгоритму здійснюється звичайним методом [206].

Із зіставлення алгоритмів (6.44) – (6.45) і (6.32) – (6.34) видно, що їх структури дуже схожі. Однак у алгоритму (6.44), застосовано модель (6.39), де замість коефіцієнта  $2\mu_i$  використовується коефіцієнт у вигляді суми функцій:

$2V_H^{-1} \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)$ . Це, з одного боку, дозволяє з допомогою величини  $V_H^{-1}$  враховувати

різні значення рівнів шумів у каналах спостереження (із збільшенням рівня шумів коефіцієнт підсилення зменшується), а з іншого – з допомогою функцій  $K_{ij}(t)$  забезпечувати наявність перехресних (міжканальних) зв'язків за рахунок інших  $i \neq j$  (при  $i, j = \overline{1, N}$ ) каналів та прийомних елементів ААР. Питання збіжності та стійкості процедур оцінки (6.33), (6.34), (6.45) будуть розглянуті нижче. Наведені

дослідження показують, що ці процедури сходяться зі сталим станом на інтервалі  $\tau \leq \tau_{кор}$ , тобто при виборі кроку дискретизації  $\Delta t = 0,1\tau_{кор}$  перехідний процес завершується вже за 3-10 кроків. Розглянута задача оцінки ВВК лінійна як за постановкою (6.40), (6.37), так і за рішенням (6.33) - (6.45)] і відповідає лінійному варіанту фільтра Калмана-Б'юсі. Відмінною особливістю отриманого тут рішення є те, що апостеріорна дисперсія (6.43) виявилася залежною від результатів спостережень за рахунок наявності матриці  $F^{\wedge}(\hat{w}_t, t)$ . На відміну від класичних рішень тут потрібно обчислення значень матриці  $K_{ij}(t)$  в реальному масштабі часу.

Синтез алгоритмів ААР у просторі станів допускає і подальше узагальнення. Це узагальнення може бути поширене і на нелінійні задачі. Так, наявність нелінійностей амплітудної і фазової характеристик в  $N$  каналах прийому, а також обмеження динамічного діапазону цих каналів можуть бути враховані в рівнянні спостереження, яке на відміну від (6.5), (6.40) приймає нелінійний вигляд:

$$y(t) = W^T(X_t, t); \quad y(t) = W_{opt}^T(x_t, t)X(t) + v_n(t). \quad (6.46)$$

$W(x_t, t)$  – ВВК, що залежить від рівня або інших параметрів спостережуваних процесів  $x(t)$ .

Нелінійним може виявитися і рівняння стану (6.41). Так, може бути враховано нелінійність частотної характеристики контуру управління та інші нелінійності регульовальної характеристики (наприклад, її астатизм або гістерезисний вид). Ця нелінійність може бути виражена за допомогою коефіцієнта зносу  $a_i(w_t, t)$ , що дозволяє враховувати залежність указаних характеристик від величини оцінюваного значення ВВК. Може бути також враховано нелінійність регульовальної характеристики типу залежно оцінюваного ВВК від самої його величини з допомогою коефіцієнтів зносу, а також величин  $b_{ij}(w_t, t)$ .

З урахуванням згаданих нелінійностей рівняння стану подано у вигляді

$$dw(t)/dt = -a(w_t, t) + \sum_{j=1}^N b_{ij}(w_t, t) V_m^{(j)}(t). \quad (6.47)$$

Нелінійні алгоритми ААР до теперішнього часу залишаються ще слабо дослідженою стороною загальної проблеми антенної техніки, що пояснюється, з одного боку, новизною цього наукового напрямку, а з іншого – складністю досліджень, які потребують; конкретизації нелінійності та специфічністю рішень. Загальний вигляд нелінійного алгоритму ААР згідно з виразами (6.46) і (6.47) представлений на рис.6.14. Певна конкретизація лінійних алгоритмів ААР є в роботі [206].

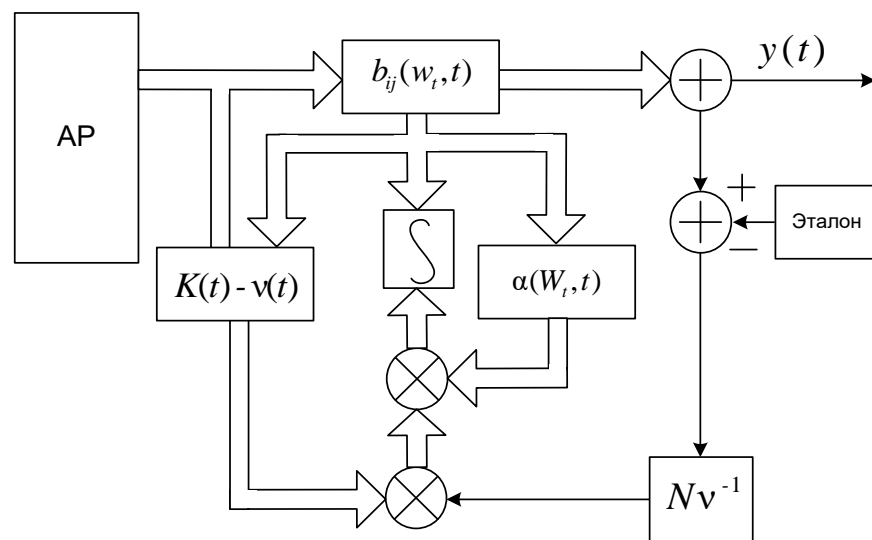


Рис.6.14. Нелінійний алгоритм ААР

### 6.7.1 Адаптивні антенні решітки

ААР дозволяють вирішити задачу поліпшення відношення сигнал/(завада+шум) у лінійній частині приймача [183,213,214]. У цьому випадку рішення знаходиться шляхом лінійного зважування та складання сигналів у каналах прийому. При цьому сигнал на виході загального суматора дорівнює

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t),$$

де  $N$  – число гілок рознесення або число АЕ;  $w_i$  – ваговий коефіцієнт  $i$ -го АЕ;

$x_i(t)$  – суміш сигналу, завад і шуму на  $i$ -му АЕ.

Визначення ВВК здійснюється залежно від обраного критерію оптимальності.

### 6.7.2 Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм мінімуму середньоквадратичного відхилення

За критерієм мінімуму середньоквадратичного відхилення (МСКВ) ВВК визначається з рекурентної формули [213]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] \vec{X}(k), \quad (6.48)$$

де  $k$  – дискретний час;  $\mu$  – кроковий коефіцієнт;  $d(k)$  – опорний сигнал у момент часу  $k$ ;  $\vec{X}(k)$  – вектор вхідних впливів в момент часу  $k$ .

Особливості роботи в багатопромених лініях зв'язку накладають певні обмеження на застосування того чи іншого алгоритму, синтезованого за критерієм МСКВ. Для роботи цього алгоритму необхідно мати інформацію про структуру сигналу, однак така інформація не завжди може бути відома. Таким чином, алгоритм, синтезований за критерієм МСКВ, може бути ефективно використаний у тих випадках, коли структура випромінюваного і прийнятого сигналу однакова і точно відома.

### 6.7.3 Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм максимуму вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шуму

Алгоритми, що використовують апріорну інформацію про напрямлення приходу корисного сигналу, синтезуються за критерієм максимуму вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шуму (МВСЗ) [213]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{X}_n^T(k)\vec{W}(k)\vec{X}_n(k) - \vec{V}_c], \quad (6.49)$$

де  $\vec{V}_c = [A_{1c}e^{(-j\varphi_1)}, A_{2c}e^{(-j\varphi_2)}, \dots, A_{Nc}e^{(-j\varphi_N)}]$  – вектор хвильового фронту сигналу;  $A_{ic} = \vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c) \vec{\varepsilon}_c$  – векторна характеристика спрямованості  $i$ -го АЕ за напруженістю електромагнітного поля,  $\vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c)$  – напруженість електромагнітного поля;  $\vec{\varepsilon}_i$  – одиничний вектор поляризації хвилі, що приходить;  $\mu$  – кроковий коефіцієнт.

В алгоритмах, синтезованих за критерієм МВСЗ, в інформаційний параметр використовується напрямок приходу сигналу. Однак настройка ВВК здійснюється за завадами, у відсутності випромінювання корисного сигналу, інакше він може бути придушений. Це обмеження не завжди здійсниме або ж вимагає додаткових витрат, що робить небажаним його застосування.

### 6.7.4 Алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані за критерієм мінімуму вихідної потужності

Для алгоритмів ААР, синтезованих за критерієм мінімуму вихідної потужності (МВП) [213] в якості цільової функції використовується значення потужності вихідного сигналу антеною решітки



$$E\{y^2(t)\} = \vec{W}^T \cdot R_{xx}^{-1} \vec{W}, \quad (6.50)$$

де  $R_{xx}$  – матриця просторової кореляції вхідної суміші сигналів і завад.

Безпосередня мінімізація (6.50) може бути виконана різними методами безумовної оптимізації [213].

При цьому ВВК буде визначатися виразом:

$$\vec{W}_{opt} = s R_{xx}^{-1} \vec{V}_y, \quad (6.51)$$

де  $s$  – нормуючий коефіцієнт;  $\vec{V}_y$  – вектор управління, що задає передбачуваний кут приходу сигналу.

Вираз для визначення ВВК можна записати в рекурентній формі:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{W}^T(k) \vec{X}(k)][\vec{X}(k) - \vec{W}(k)(\vec{W}^T(k) \vec{X}(k))]. \quad (6.52)$$

### 6.7.5 Алгоритм адаптивної антенної решітки, синтезований для динамічної сигнально-завадової обстановки

При нестационарній СЗО відбуваються просторово-часові зміни параметрів сигналу і завади. Ці зміни можуть відбуватися через впливи середовища поширення радіохвиль, переміщення приймача або передавача завади та інших причин. Для такої СЗО рівняння стану ВВК матиме загальний вигляд [183,215,216]:

$$d\vec{W}(t)/dt = F(t)\vec{W}(t) + G(t)\vec{u}(t), \quad (6.53)$$

де  $F(t)$  і  $G(t)$  є відповідно: матрицями стану і інтенсивностей змін параметрів сигналів й завад (елементи  $f_{ij}$ ,  $i, j = \dim \vec{W}(t)$ , є величинами, зворотніми коефіціє-

ентам взаємної кореляції між  $i$  і  $j$  компонентами);  $\vec{u}(t)$  – вектор, що породжує білий гаусовий шум моделі (6.53), з спектральною щільністю потужності  $N_u$ .

Для нестационарної СЗО були розроблені процедури [213], що визначають стан ВВК в динаміці:

$$\frac{d\vec{W}(t)}{dt} = F(t)\vec{W}(t) + P(t)H(t)N_v^{-1} \left[ H(t)\vec{W}(t) - y(t)_e \right], \quad (6.54)$$

де  $y(t)_e$  – еталонне значення корисного сигналу;  $H(t)$  – матриця значень вхідних сигналів;  $P(t)$  – матриця значень апостеріорної дисперсії оцінки  $\hat{w}(t)$ , що визначається з рівняння Ріккати:

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)H(t)N_v^{-1}H(t)P(t) + G^T(t)N_u G(t). \quad (6.55)$$

Для дискретного випадку процедура (6.54) набуде вигляду

$$\vec{W}(k+1) = (I + F(k))\vec{W}(k) + P(k)H(k)N_v^{-1} \left[ H(k)\vec{W}(k) - y(k)_e \right], \quad (6.56)$$

де  $I$  – одинична матриця.

### 6.7.6 Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів адаптивних антенних решіток при динамічній сигнально-завадовій обстановці

Очевидно, що наближення або видалення МС від БС не спричинить зниження ефективності алгоритмів ААР, тому що потужність сигналу регулюється автоматично, таким чином що БС приймає сигнал постійної потужності. Зниження ефективності алгоритмів ААР може відбуватися при зміні кута приходу сигналу. Розглянемо, яка максимальна зміна кута приходу сигналу може статися при виконанні алгоритмом одного кроку рекурсії.

Час на виконання одного кроку рекурсії  $t_p$  можна визначити з співвідношення:

$$t_p = K_{ком} (N-1)^2 t_{кц}, \quad (6.57)$$

де  $K_{ком}$  – кількість командних циклів, які виконуються на одному кроці ( $K_{ком} \approx 25$ );  $N$  – кількість антенних елементів;  $t_{кц}$  – час виконання командного циклу.

Наприклад, час виконання команд процесором ADSP-2181: 25 ... 30 нс, (до 40 MIPS). Всі команди виконуються за один командний цикл. Зміна положення МС за один крок рекурсії  $\Delta x$  визначається виразом:

$$\Delta x = vt_p, \quad (6.58)$$

де  $v$  – швидкість руху абонента, приймемо  $v = 60 \text{ км/год} = 1,7 \cdot 10^{-8} \text{ м/нс}$ .

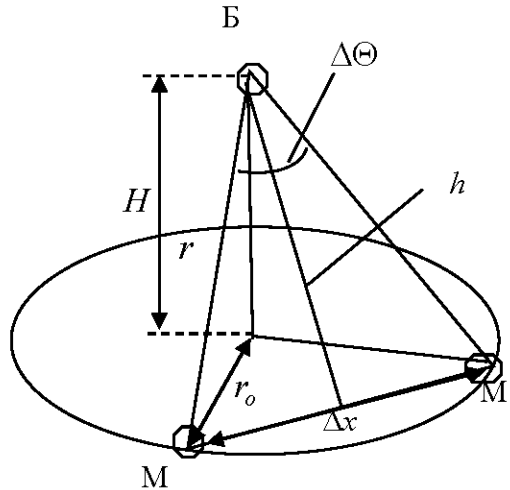


Рис.6.15. Зміна кута приходу сигналу  $\Delta\Theta$  за 1 крок (Б – положення БС, М – положення АС в момент часу  $k$ ,  $М^1$  – положення МС в момент часу  $k+1$ )

Зробимо розрахунок зміни кута приходу сигналу від МС  $\Delta\Theta$  за один крок рекурсії. На рис.6.15 показана зміна положення МС за один крок рекурсії  $\Delta x$ , висота вежі БС  $H$ , відстань між підставою БС і МС  $r_0$ , відстань між БС і МС  $r$  і  $h$  –

висота рівнобедреного трикутника МБМ<sup>1</sup>. Прийmemo  $H = 30$  м,  $r_o = 50$  м. Тоді відстань між БС і МС становитиме  $r = \sqrt{H^2 + r_o^2} = 58$  м. Висоту трикутника МБМ  $h$  визначимо із співвідношення  $h = \sqrt{r^2 - 0,5\Delta x} \approx 58$  м.

Зміну кута приходу сигналу від МС можна визначити з співвідношення:

$$\Delta\Theta = 2 \cdot \arctg\left(\frac{0,5\Delta x}{h}\right) \cdot 180 / \pi. \quad (6.59)$$

Результати розрахунку зміни кутів приходу сигналу від МС наведені в табл.6.1.

Таблиця 6.1

Результати розрахунку зміни кута приходу сигналу від МС за один крок рекурсії

Кількість антенних елементів $N$	Час на виконання одного кроку рекурсії $t_p$ , нс	Зміна положення МС за один крок рекурсії $\Delta x$ , м	Зміна кута приходу сигналу від МС за один крок рекурсії $\Delta\Theta$ , град
4	6750	$1.125 \cdot 10^{-4}$	$1.11 \cdot 10^{-4}$
8	36750	$6.125 \cdot 10^{-4}$	$6.05 \cdot 10^{-4}$
16	168750	0.0028	0.0028

За допомогою імітаційного моделювання проведено дослідження за швидкістю збіжності та ефективності придушення завад даних алгоритмів при нестационарній СЗО. В якості вихідних даних були взяті такі значення: початкові кути приходу сигналу  $\Theta_c = 0$  градусів, завади  $\Theta_n = 30$  градусів, при зміні кута приходу сигналу і завади на кожному кроці на  $\Delta\Theta$  (табл.6.1). Енергетичні співвідношення було обрано з таких міркувань. Відомо, наприклад, що для GSM необхідне для якісної роботи системи відношення сигнал/шум на прийомі базової станції

має становити не менше 9 дБ. Тому, прийняті відношення сигнал/шум  $\frac{P_c}{P_w} = 13$

дБ, відношення сигнал/завада  $\frac{P_c}{P_n} = 0$  дБ, ВСЗШ на вході ААР становить

$$\frac{P_c}{P_n + P_w} = -0.2 \text{ дБ.}$$

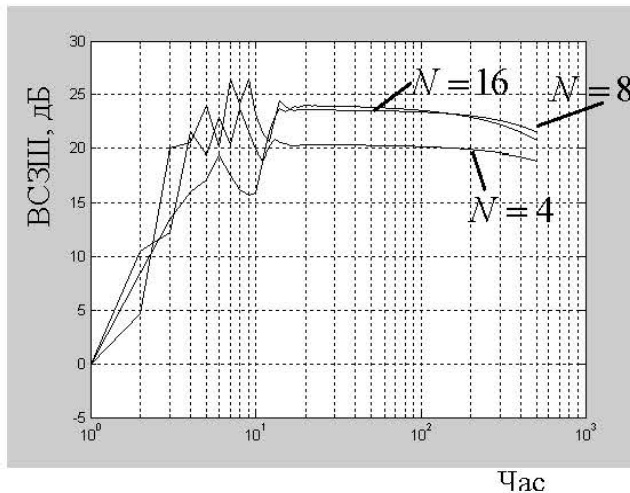


Рис.6.16. Залежність ВСЗШ на виході ААР від часу для алгоритму МВСЗ

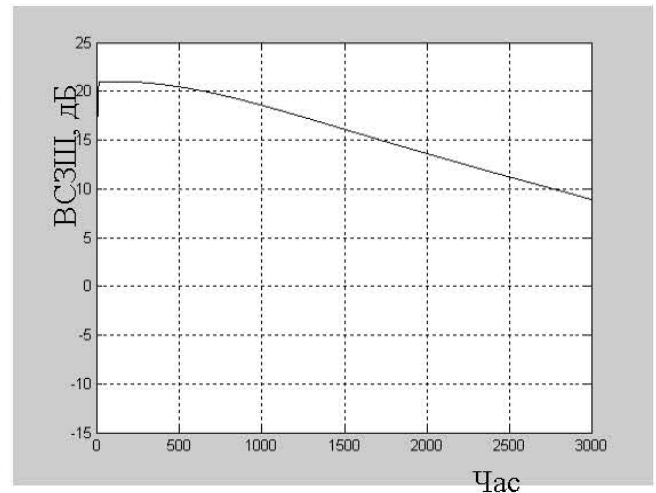


Рис.6.17. Залежність ВСЗШ на виході 4-х елементної ААР від часу при 3000 кроках рекурсії

Як показали дослідження, при нестационарній СЗО алгоритми, синтезовані за критеріями МСКВ, МВСЗ, МВМ, мають приблизно однакову швидкість збіжності й ефективність придушення завад. На рис.6.16 представлені графіки залежностей ВСЗШ на виході ААР від часу для алгоритму МВСЗ. При кількості антенних елементів  $N = 4$ ,  $N = 8$  і  $N = 16$ . З даних графіків видно, що швидкість збіжності становить близько 10-ти кроків, що свідчить про досить позитивні показники перехідних процесів. Однак після ста кроків рекурсії ефективність даних алгоритмів поступово знижується.

У зв'язку з цим були проведені дослідження при більш тривалій роботі алгоритмів. На рис.6.17 представлений графік залежності ВСЗШ від часу при кількості антенних елементів  $N = 4$  при 3000 кроках рекурсії, що відповідає 0,02 с реального часу. Як видно з даного графіка, за незначний час ефективність алгоритму знижується більш, ніж на 10 дБ.

Так само судячи із залежностей (рис.6.16), можна зробити висновок, що якщо при  $N = 4$  ВСЗШ встигає досягти свого потенційного значення, то при  $N = 8$  і при  $N = 16$ , ВСЗШ, не встигаючи досягнути потенційного значення, знижується з плином часу тим стрімкіше, чим більше антенних елементів містить ААР.

Крім того, швидкість збіжності й стабільність положення в сталому режимі даних алгоритмів в основному визначаються кроковим коефіцієнтом  $\mu$ .

При великих і постійних значеннях цього коефіцієнта  $\mu = 1$  відбувається швидка збіжність алгоритму до потенційного значення критерію оцінки ефективності. Разом з тим, у сталому режимі спостерігається нестабільність (рис.6.18).

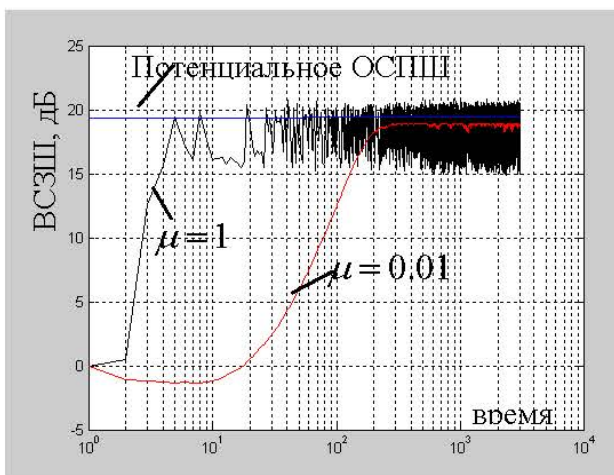


Рис.6.18. Залежність ВКЗШ на виході 4-х елементної ААР від часу при різних значеннях крокового коефіцієнта  $\mu$

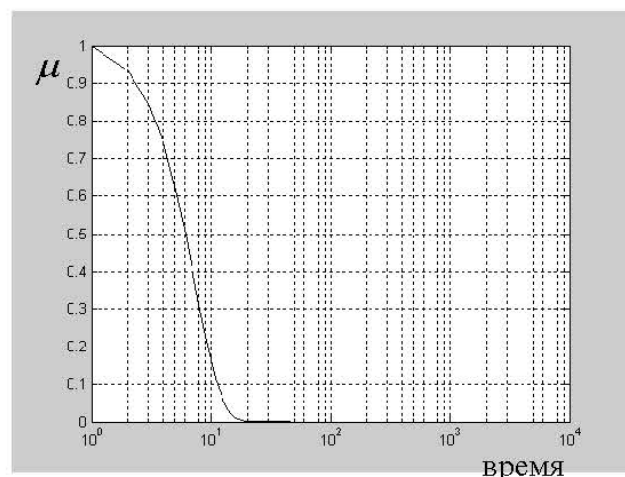


Рис.6.19. Залежність крокового коефіцієнта  $\mu$  від часу

При малих і так само постійних значеннях коефіцієнта  $\mu = 0,01$  спостерігається повільна збіжність і стабільність у сталому режимі (рис.6.19).

Тому для підвищення швидкості збіжності і в той же час для стабілізації в сталому режимі застосовують коефіцієнт  $\mu$  не постійний, а той, що залежить від часу, де з кожним кроком рекурсії коефіцієнт  $\mu$  зменшується.

Так, для проведення експерименту й отримання результатів, представлених на рис.6.16 і рис.6.17, був використаний рекурсивний метод визначення коефіціє-

нта  $\mu$ :  $g(0)=0$ ;  $g(k) = g(k-1) - k/30$ ;  $k = \overline{1, K}$ , де  $K$  – кінцевий час роботи алгоритму;  $\mu(k) = \exp(g(k))$ ;  $k = \overline{0, K}$ .

Графік залежності крокового коефіцієнта  $\mu$  від часу показаний на рис.6.19. У зв'язку з тим, що кроковий коефіцієнт  $\mu$  з плином часу стрімко зменшується, а оновлююча інформація, що надходить, з кожним кроком має все меншу вагу. Тому при динамічній СЗО кроковий коефіцієнт повинен розраховуватися в залежності від швидкості зміни цієї динаміки.

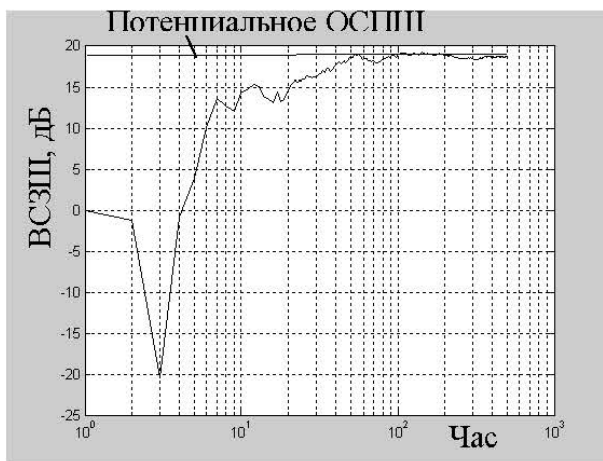


Рис.6.20. Залежність ВСЗШ на виході 4-х елементної ААР від часу для алгоритму (6.56)

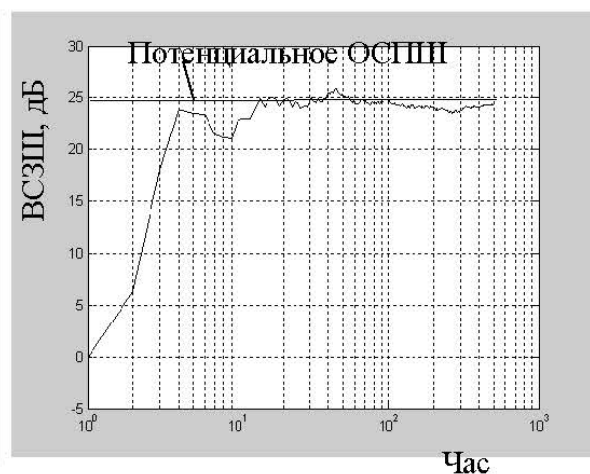


Рис.6.21. Залежність ВСЗШ на виході 8-ми елементної ААР від часу для алгоритму (6.56)

За допомогою імітаційного моделювання проведено аналіз швидкості збіжності та ефективності алгоритму, синтезованого для динамічної СЗО. В якості вихідних даних взяті ті ж значення, що і в попередньому прикладі. На рис.6.20-6.22 представлена залежність від часу ВСЗШ на виході 4-х, 8-ми і 16- елементної ААР відповідно для алгоритму (6.56). Як видно з наведених графіків, в час адаптації дещо більше в порівнянні з алгоритмами, синтезованими для стаціонарної СЗО, і становить від 10-ти до 40-ка кроків. Однак, при досягненні свого потенційного значення ВСЗШ знаходиться в межах відхилення ВВК, що є керівним параметром у процесі адаптації та утримання необхідного оптимального значення в сенсі мі-

німуму середнього квадрата відхилення прийнятого сигналу від заданого (еталонного).

Було проведено також аналіз ефективності даного алгоритму при тривалій його роботі. На рис.6.23 представлений графік залежності ВСЗШ від часу при кількості антенних елементів  $N=4$  при 3000 кроках рекурсії. З графіка випливає, що з плином часу при досить великій динаміці зміни СЗО ефективність алгоритму (6.56) залишається стабільною і близькою до потенційної.

Проведено дослідження щодо залежності ефективності алгоритму (6.56) від кількості антенних елементів. На рис.6.24 представлені графіки залежності ВСЗШ від кількості антенних елементів  $N$  при значенні сигнал/завада  $P_c/P_n = 0$  дБ, при різних відносинах сигнал/шум  $P_c/P_{ш}$ . Крива 1 (рис.6.24) відповідає значенню  $P_c/P_{ш} = 10$  дБ, крива 2 відповідає  $P_c/P_{ш} = 20$  дБ і, крива 3 відповідає  $P_c/P_{ш} = 30$  дБ.

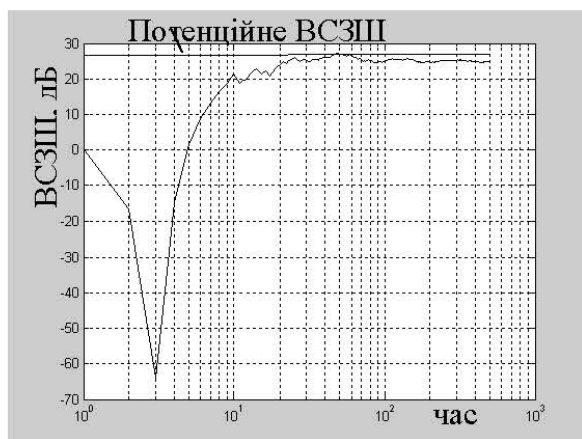


Рис.6.22. Залежність ВСЗШ на виході 16-ти елементної ААР від часу для алгоритму (6.56)

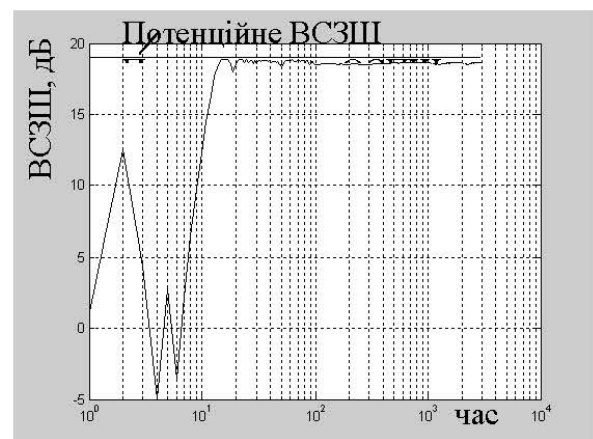


Рис.6.23. Залежність ВСЗШ на виході 4-х елементної ААР від часу для алгоритму (6.56) при 3000 кроках

Аналіз ААР малої й великої розмірності показує, що з ростом числа антенних елементів ефективність придушення завад спочатку різко зростає, потім це зростання знижується і стає пропорційним числу елементів  $N$ . При цьому ВСЗШ на виході ААР істотно залежить від відношення сигнал/шум на її вході.



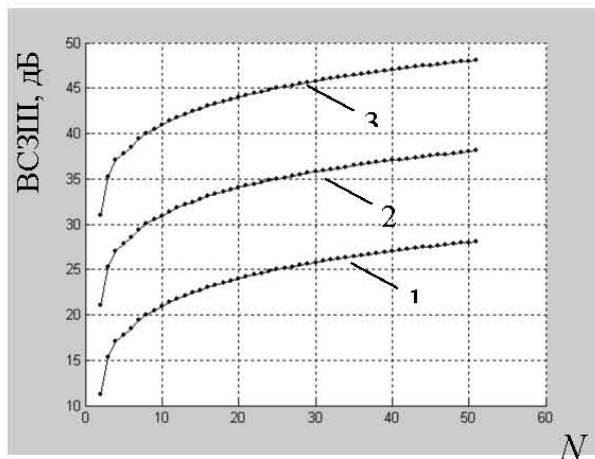


Рис.6.24. Залежність ВСЗШ на виході ААР від кількості антенних елементів

Проведено порівняльний аналіз алгоритма Уїдроу – Хоффа та алгоритма Калмана –

Б'юсі. Графіки залежності ВСЗШ від часу надано на рис.6.25. Крива 1 відповідає випадку використання алгоритму Уїдроу – Хоффа. Крива 2 – алгоритму Калмана – Б'юсі. В той же час, як показує аналіз процедури Калмана – Б'юсі поряд з оптимальністю для складної сигнально-завадової обстановки вона характеризується максимально коротким часом збіжності до сталого стану, тобто його збіжність забезпечується на інтервалі часу, що відведений для дії сигналів виклику і становить від 3-х до 10 кроків дискретизації.

Таким чином, для систем рухомого зв'язку можна рекомендувати алгоритми ААР, синтезовані на основі методів калманівської фільтрації формування ВВК з кількістю антенних елементів, що доірівнює 4 ... 16.

## 6.8 Оцінка ефективності адаптивної антенної решітки при дискретизації вагових коефіцієнтів

### 6.8.1 Методи дослідження

Квантування вагових коефіцієнтів у загальному випадку призводить до зміни вихідної потужності корисного сигналу на величину  $\Delta P_c$ , а сумарної потужності

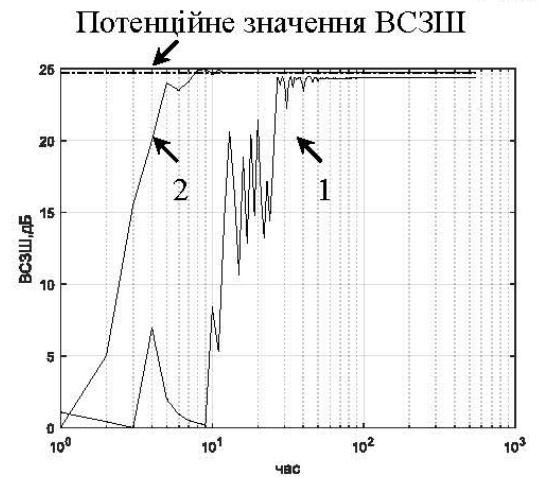


Рис.6.25. Залежність ВСЗШ на виході 8-ми елементної ААР від часу для алгоритма Уїдроу – Хоффа (крива 1) та Калмана-Б'юсі (крива 2)

завад і шуму на величину  $\Delta P_{\text{з+ш}}$ . Тому з урахуванням того, що квантуванню передуює нормування вагового вектора на  $w_{\text{max}}$ , мають місце співвідношення:

$$P_{\text{скв}} = P_c / w_{\text{max}}^2 + \Delta P_c, \quad \Delta P_{\text{з+ш-кв}} = P_{\text{з+ш}} / w_{\text{max}}^2 + \Delta P_{\text{з+ш}}, \quad (6.60)$$

де  $P_c$ ,  $\Delta P_{\text{з+ш}}$  – відповідно потужність сигналу і суми завад і внутрішнього шуму на виході ПФ з неквантованими ваговими коефіцієнтами (ваговим вектором  $W$ );

$P_{\text{скв}}$ ,  $\Delta P_{\text{з+ш-кв}}$  – аналогічні потужності на виході просторового фільтра (ПФ) з квантованими ваговими коефіцієнтами (ваговим вектором  $W_{\text{кв}}$ ).

У разі дії завад в області бічних пелюсток характеристики спрямованості узгодженого з корисним сигналом просторового фільтра положення максимуму головного пелюстка практично збігається з напрямком приходу корисного сигналу [183]. А оскільки зміна головної пелюстки поблизу максимуму через квантування незначна, то при оцінці коефіцієнта втрат можна прийняти:

$$\Delta P_c \approx 0. \quad (6.61)$$

Крім того:

$$P_{\text{з+ш}} \approx \Delta P_{\text{ш}}, \quad (6.62)$$

так як при оптимальній просторовій фільтрації в разі, коли число завад  $M$  менше числа каналів ПФ  $N$ , відбувається практично повне придушення завад [217,218].

Зменшення ВСЗШ через квантування вагових коефіцієнтів характеризується коефіцієнтом втрат:

$$K = \frac{Q_{\text{кв}}}{Q} = \frac{P_{\text{скв}} / P_{\text{з+ш-кв}}}{P_c / P_{\text{з+ш}}}. \quad (6.63)$$

З урахуванням (6.61) – (6.63):

$$K \approx \left(1 + \frac{\Delta P_{\text{з+ш}}}{P_{\text{ш}} / w_{\text{max}}^2}\right)^{-1} = (1 + \xi)^{-1}, \quad (6.64)$$

де  $\xi = \Delta P_{\text{з+ш}} / (P_{\text{ш}} / w_{\text{max}}^2)$ .

Знайдемо оцінку середнього коефіцієнта втрат  $\bar{K}$  при усередненні за положенням джерел завад. Функція  $(1 + \xi)^{-1}$  є опуклою (з урахуванням того, що  $\xi \geq 0$ ). Тому відповідно до нерівності Йенсена [219] для середнього коефіцієнта втрат справедлива наступна оцінка знизу:

$$\bar{K} \approx E \left\{ \left(1 + \frac{\Delta P_{\text{з+ш}}}{P_{\text{ш}} / w_{\text{max}}^2}\right)^{-1} \right\} \geq \left\{ \left(1 + \frac{\Delta P_{\text{з+ш}}}{P_{\text{ш}} / w_{\text{max}}^2}\right) \right\}^{-1}, \quad (6.65)$$

де  $E$  – символ математичного сподівання.

Для випадку квантування з постійним кроком оцінимо середній приріст потужності завад  $\Delta P_{\text{з+ш}}$ , використовуючи методику, застосовану в [220]. Приріст потужності завад дорівнює:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{з+ш}} &= P_{\text{з+ш}_{\text{кв}}} - P_{\text{з+ш}} = W_{\text{кв}}^* R W_{\text{кв}} - W^* R W = \\ &= (W + \Delta W)^* R (W + \Delta W) - W^* R W = \\ &= \Delta W^* R \Delta W + 2 \operatorname{Re}(\Delta W^* R \Delta W) = \\ &= \operatorname{tr}(\Delta W \Delta W^* R) + \operatorname{Re}[\operatorname{tr}(W \Delta W^* R)], \end{aligned} \quad (6.66)$$

де  $\Delta W = W_{\text{кв}} - W$  – вектор помилок квантування вагових коефіцієнтів;

$R = \frac{1}{2} E\{XX^*\}$  – коваріаційна матриця вектора  $X$  комплексних огибаючих суми

завад і шуму;

\* – знак ермітового сполучення;  $\operatorname{tr}(\cdot)$  – слід матриці.

Усереднимо (6.66), враховуючи, що при досить великій кількості розрядів квантувача (більшому шести [221]) можна вважати статистично незалежними такі випадкові величини: вектори  $\Delta W$  і  $W$ ; компоненти  $\Delta W_i$  вектора  $\Delta W$ ; матриці  $\Delta W \Delta W^*$  і  $R$ .

Середнє збільшення потужності завод дорівнює:

$$\Delta P_{n+u} = \text{tr}(E\{\Delta W \Delta W^*\} E\{R\}) = \text{tr}(2R_{\Delta W} E\{R\}), \quad (6.67)$$

де коваріаційна матриця вектора помилок квантування  $\Delta W$ :

$$R_{\Delta W} = \frac{1}{2} E\{\Delta W \Delta W^*\}; \quad (6.68)$$

$\sigma_{\Delta W}^2$  – дисперсія компонентів вектора  $\Delta W$ ;  $I$  – одинична матриця.

Підставляючи (6.68) в (6.67) і використовуючи те, що слід коваріаційної матриці завод  $\text{tr}(R)$  не залежить від розташування джерел завод і дорівнює  $N \Delta P_{n+u\_ex}$  [183], отримаємо:

$$\Delta P_{s+u} = \sigma_{\Delta W}^2 P_{s+u\_ex} N. \quad (6.69)$$

У більшості задач просторової фільтрації  $P_{s\_ex} \gg P_{u\_ex}$ , тому середній приріст потужності завод приблизно дорівнює:

$$\Delta P_{s+u} = \sigma_{\Delta W}^2 P_{s\_ex} N. \quad (6.70)$$

Слід зазначити, що відома й інша оцінка середнього приросту потужності завод, обумовленого квантуванням, яка перевищує оцінку (6.70) в  $N$  раз [222, 183]:

$$\Delta P_{s+u} < \sigma_{\Delta W}^2 P_{n\_ex} N^2. \quad (6.71)$$

Оцінка (6.71), отримана усередненням відомої нерівності для ермітових форм:

$$\Delta P_{z+u} = \Delta W^* R \Delta W \leq \lambda_{\max} \|\Delta W\|^2,$$

з урахуванням того, що для додатньо певної коваріаційної матриці найбільше власне число:

$$\lambda_{\max} < \text{tr}(r) = N \Delta P_{z\_ex}, \text{ а } \lambda_{\max} E \left\{ \|\Delta W\|^2 \right\} = N \sigma_{\Delta W}^2.$$

Повернемося до оцінки середнього коефіцієнта втрат (6.65). Прийmemo, що потужності внутрішніх шумів у каналах ПФ однакові й рівні  $\Delta P_{u\_ex}$ . Тоді:

$$\frac{P_u}{w_{\max}^2} = \frac{1}{w_{\max}^2} \sum_{i=1}^N P_{u\_ex} |w_i|^2 = P_{u\_ex} \frac{\|W\|^2}{w_{\max}^2} = P_{u\_ex} \|W_{\text{норм}}\|^2, \quad (6.72)$$

де  $W_{\text{норм}}$  – нормований ваговий вектор. Вектор  $W_{\text{норм}}$  статистично незалежний від вектора помилок квантування  $\Delta W$ , тому (з урахуванням (6.70) і (6.72)) незалежні й випадкові величини  $P_u / w_{\max}^2$ . Отже,  $\Delta P_{z+u}$ :

$$E \left\{ \frac{\Delta P_{z+u}}{P_u / w_{\max}^2} \right\} = \overline{\Delta P_{z+u}} E \left\{ \frac{1}{P_u / w_{\max}^2} \right\}. \quad (6.73)$$

Підставляючи (6.73) і (6.72) в (6.65), отримаємо нерівність:

$$\bar{K} \geq \left( 1 + \Delta \sigma_{\Delta W}^2 Q_{z\_ex} N E \left\{ \frac{1}{\|W_{\text{норм}}\|^2} \right\} \right)^{-1}, \quad (6.74)$$

де  $Q_{z\_ex} = P_{z\_ex} / P_{u\_ex}$  – відношення завада/шум на вході ПФ.

Як показує моделювання:

$$\sqrt{D\{\|W_{\text{норм}}\|^2\} / E\{\|W_{\text{норм}}\|^2\}} \ll 1,$$

зокрема, при  $N = 10$  і  $Q_{\text{нкв}} = 20 \dots 50$  дБ ця величина не перевищує 0.15. Тому:

$$E\{1/\|W_{\text{норм}}\|^2\} \approx 1/E\{\|W_{\text{норм}}\|^2\},$$

а оцінку (6.74) можна переписати у вигляді:

$$\bar{K} \geq (1 + \Delta\sigma_{\Delta w}^2 Q_{\text{с}_ax} / \bar{\alpha})^{-1},$$

де  $\bar{\alpha} = E\{\|W_{\text{норм}}\|^2\} / N$ .

Для отримання оцінки середнього коефіцієнта втрат у закінченому вигляді потрібно визначити величини  $\sigma_{\Delta w}^2$  і  $\bar{\alpha}$ .

Визначимо дисперсію компонентів вектора помилок квантування  $\sigma_{\Delta w}^2$ . Квадратурні складові компонентів  $\Delta W_i$  розподілені рівномірно в інтервалі:  $[-d/2, d/2]$ , де  $\alpha$  – величина кроку квантування. Тому:

$$\sigma_{\Delta w}^2 = E\{(\text{Re}\Delta w_i)^2\} + E\{(\text{Im}\Delta w_i)^2\} = \frac{d^2}{6}. \quad (6.75)$$

У даному ПФ межами лінійної ділянки характеристики квантувача нормованих квадратурних складових вагових коефіцієнтів є  $-1$  і  $+1$ , тому крок квантування дорівнює:

$$d = 2 / 2^{n_{\text{кв}}}, \quad (6.76)$$

де  $n_{\text{кв}}$  – число розрядів квантувача. Підставляючи (6.76) в (6.75), отримаємо:

$$\sigma_{\Delta w}^2 = \frac{1}{6} \left( \frac{2}{2^{n_{\text{кв}}}} \right)^2 = \frac{1}{3 \cdot 2^{2n_{\text{кв}}-1}}. \quad (6.77)$$

Величину  $\bar{\alpha}$ , що входить в (6.75)  $I$ , визначити аналітично не вдається, тому вона оцінена на математичній моделі ПФ.

### 6.8.2 Результати досліджень

На рис. 6.26 показані значення  $\bar{\alpha}$  в залежності від  $M$ , отримані усередненням 100 реалізацій при  $N=10$  і  $20$  для значень  $Q_{\text{пкв}}$  20 дБ і 50 дБ. На рис. 6.26 видно, що  $\bar{\alpha}$  залежить головним чином від числа завад і практично не залежить від ставлення завада/шум і числа каналів. Якщо прийняти, що кількість завад, що представляє практичний інтерес, не перевищує 20, то залежність  $\bar{\alpha}(M)$  досить добре апроксимується функцією:

$$\bar{\alpha}(M) = 0.48 + 0.52 \exp(-0.17M), \quad (6.78)$$

графік якої також наведено на рис.6.26 [217].

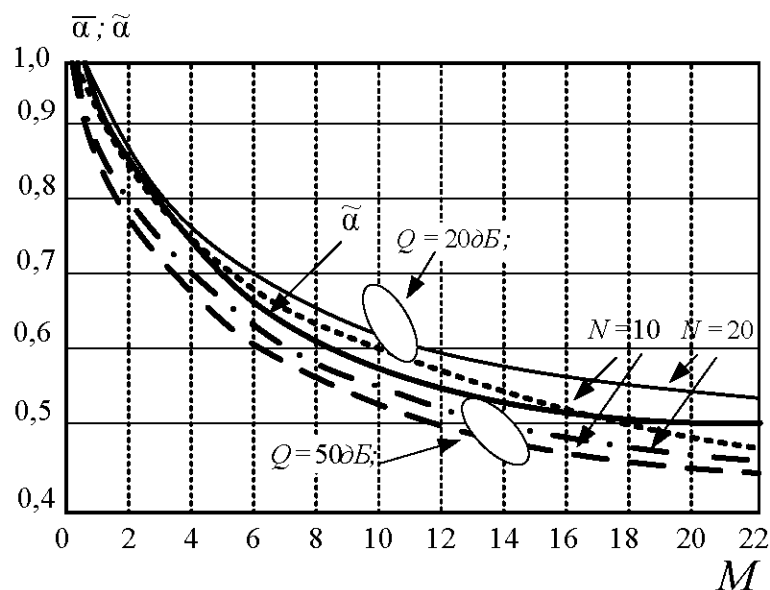


Рис.6.26. Залежність значення  $\bar{\alpha}$  від  $M$

Підставляючи (6.77) і (6.78) в (6.74), отримаємо остаточний вираз для оцінки знизу середнього коефіцієнта втрат:

$$\bar{K} \geq \tilde{K} = \left( 1 + \frac{Q_{з\_ex}}{3 \cdot 2^{n_{кв}-1} \cdot \tilde{\alpha}(M)} \right)^{-1}, \quad (6.79)$$

яке справедливо принаймні при  $N = 10 \dots 20$ ,  $M < N$ ,  $Q_{з\_ex} = 20 \dots 50$  дБ.

Якщо величину  $\bar{K}$  потрібно оцінити лише орієнтовно, то (6.79) можна спростити, замінивши функцію  $\tilde{\alpha}(M)$  її середнім значенням, приблизно рівним 0.7:

$$\bar{K} \geq \tilde{K} = \left( 1 + Q_{з\_ex} / 2^{n_{кв}} \right)^{-1} = \tilde{\tilde{K}}. \quad (6.80)$$

Порівняємо оцінки (6.79) і (6.80) з отриманими на моделі значеннями середнього коефіцієнта втрат при наступних умовах:

$$Q_{з\_ex} = 30 \text{ дБ}, \quad n_{кв} = 5 \dots 8, \quad N = 10 \dots 20.$$

На рис.6.27 безперервною лінією показані залежності оцінки  $\tilde{K}$  від  $M$ , штриховою лінією зображена оцінка  $\tilde{\tilde{K}}$ , окремими символами показані значення середнього коефіцієнта втрат, що отримані на моделі.

На рис. 6.27 видно, що при великій розрядності квантувача ( $n_{кв} = 6 \dots 8$ ), коли  $\bar{K} > 0,8$  оцінка  $\tilde{K}$  і результати моделювання збігаються, а помилка оцінки  $\tilde{\tilde{K}}$  не перевищує 5% при  $n_{кв} = 5$ , коли співвідношення:

$$E\{\Delta P_{з+ш} / (P_{ш} / w_{\max}^2)\} \ll 1,$$

не виконується, розраховані значення менше отриманих на моделі, що пояснюється тим, що  $\tilde{K}$  є оцінкою знизу. Відзначимо, що якщо  $n_{кв}$  і  $Q_{з\_ex}$  такі, що  $\bar{K} > 0,8$ ,



то  $\bar{K}$  практично не залежить від  $M$  і в якості оцінки середнього коефіцієнта втрат цілком можна використовувати величину  $\tilde{K}$ .

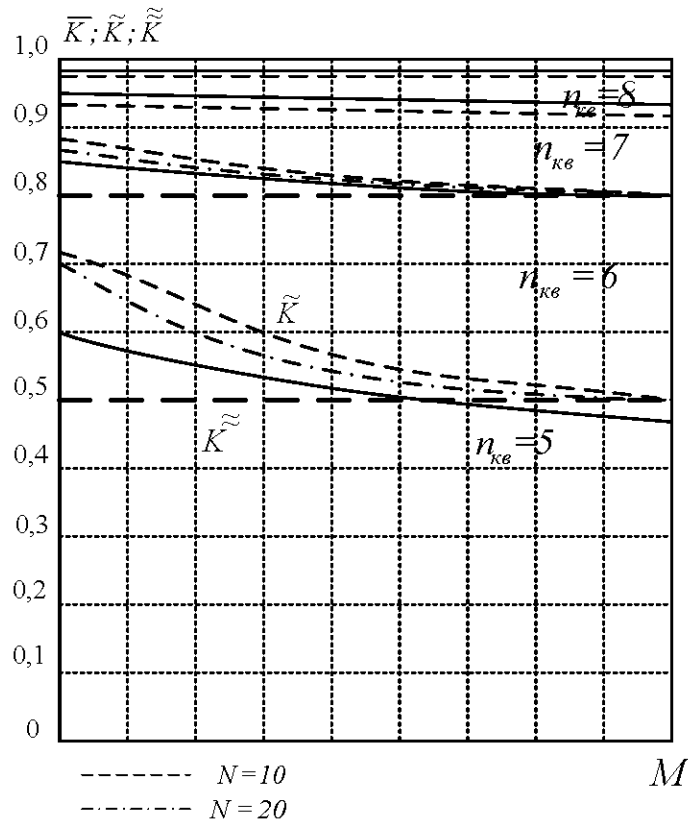
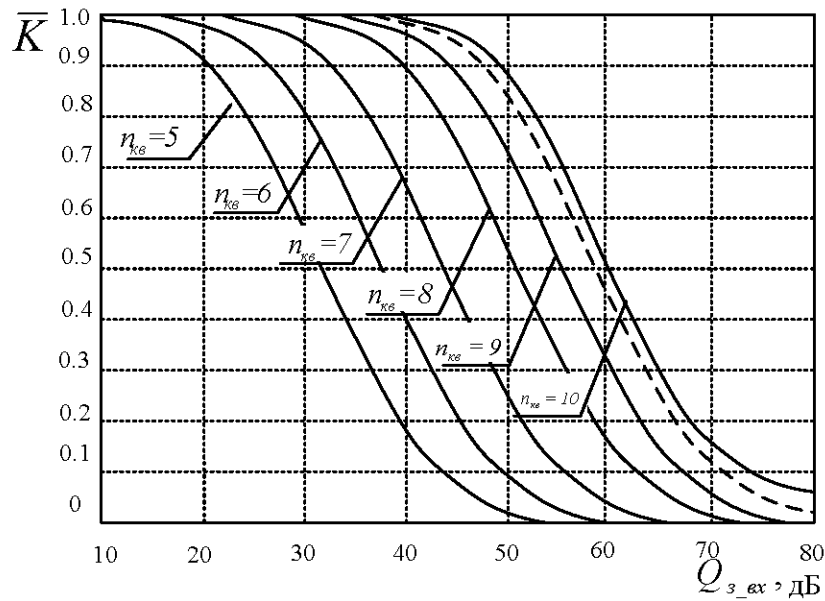


Рис.6.27. Залежність оцінки  $\tilde{K}$  від  $M$

На рис.6.28 наведено сімейство залежностей від  $Q_{з\text{,}вх}$  середнього коефіцієнта втрат, отриманого на моделі при  $N=10$ ,  $M=5$ ,  $n_{kv}=5\dots 11$ ,  $Q_{з\text{,}вх}=10\dots 80$  дБ (безперервна лінія), а також його оцінки  $\tilde{K}$ , розрахованої за формулою (6.80) (штрихова лінія). На рис. 6.28 видно, що у всьому цьому широкому діапазоні значень розрядності квантувача і відносини завада/шум результати розрахунку і моделювання практично збігаються, якщо  $\bar{K} > 0,5$ . І відрізняються не більше, ніж на 0,1 при менших значеннях  $\bar{K}$ .

Рис.6.28. Залежність  $\bar{K}$  від  $Q_{3\_ex}$ 

Оцінка (6.80) дозволяє отримати простий аналітичний вираз для необхідної розрядності квантувача:

$$n_{kv}^{необ} \approx \frac{1}{2} \log_2 \frac{Q_{3\_ex}}{1/\bar{K}^{доп} - 1}, \quad (6.81)$$

де  $\bar{K}^{доп}$  - допустима величина середнього коефіцієнта втрат. Якщо величину допустимого відносного зменшення середнього коефіцієнта втрат  $\delta\bar{K}^{доп} = 1/\bar{K}^{доп} - 1$  і відносини завада/шум  $Q_{n\_ex}$  виразити в децибелах, то необхідна розрядність ваг буде дорівнювати:

$$n_{kv}^{мп} \approx \frac{1}{6} (Q_{n\_ex[дБ]} - \delta\bar{K}_{[дБ]}^{доп}). \quad (6.82)$$

Визначимо необхідну розрядність вагових коефіцієнтів для двох типових значень допустимого середнього коефіцієнта втрат.

При  $\bar{K}^{доп} = 0,8$ :

$$n_{kv}^{необ} \approx (Q_{n\_ex[дБ]} + 6)/6. \quad (6.83)$$

При  $\bar{K}^{don} = 0,9$ :

$$n_{кв}^{необ} \approx (Q_{n_{ex[дБ]}} + 10) / 6. \quad (6.84)$$

З наведених співвідношень випливає, що незалежно від величини допустимих втрат необхідна розрядність квантувача збільшується на 1 біт при збільшенні вхідного відношення завада/шум на 6 дБ. Аналогічне співвідношення, як відомо, має місце між розрядністю і динамічним діапазоном квантувача при квантуванні коливань в різних завданнях цифрової обробки сигналів [222-225].

### 6.9 Аналіз ефективності ААР, виконаних за критерієм МСКВ

Для практичних цілей великий інтерес представляє аналіз ступеня впливу сумарних завад на виході ААР з оптимальними ваговими коефіцієнтами у сталому режимі при незмінній сигнально-завадовій обстановці.

Така ситуація типова для випадку прийому корисних сигналів  $i$ -й АС при наявності завадових впливів від інших АС. Тому аналіз ефективності ААР проведено шляхом порівняння відповідних співвідношень сигнал/(завада+шум) на вході й виході решітки. Для аналізу виберемо лінійний алгоритм ААР з оцінкою ВВК за формулою (6.48).

Аналіз ефективності ПЧОС будемо проводити за такими двома показниками:

$$\eta_0(t) = \frac{W^T(t)R_{ss}W(t)/W^T(t)R_{rr}W(t)}{W^T(0)R_{ss}W(0)/W^T(0)R_{rr}W(0)}, \quad (6.85)$$

$$\eta_i(t) = \frac{W^T(t)R_{ss}^{(i)}W(t)/W^T(t)R_{rs}^{(i)}W(t)}{W^T(0)R_{ss}^{(i)}W(0)/W^T(0)R_{rs}^{(i)}W(0)}, \quad (6.86)$$

де  $W(t)$  – значення ВВК після адаптації;  $W(0)$  – значення ВВК до адаптації;

$R_{ss} = E\{S_n(t)S_n^T(t)\}$  – КМ – сигналів;  $S_n(t) = [S_{n1}(t), S_{n2}(t), \dots, S_{nL}(t)]$  – сумарний

вектор напруг сигналів на виході елементів АР;  $R_{ss}^{(i)} = E\{S^{(i)}(t)S^{(i)T}(t)\}$  – КМ  $i$ -го сигналу;  $R_{rs}^{(i)} = E\{[P(t)+S^{(i)}(t)][P(t)+S^{(i)}(t)]^T\}$  – КМ завад і всіх сигналів крім  $i$ -го;  $i = \overline{1, I_c}$   $R_{rr} = E\{P(t)P^T(t)\}$  -КМ завад.

Показник (6.85) є загальноприйнятим при аналізі ефективності ПЧОС [226,227] і характеризує ступінь придушення завад (коефіцієнт завадозахисту) при використанні методів ПЧОС. Показник (6.86) характеризує коефіцієнт завадозахисту для кожного з сигналів і дозволяє оцінити ослаблення корисних сигналів при застосуванні ПЧОС.

Розглянемо спочатку значення показників ефективності з виразів (6.85), (6.86) при впливі однієї ( $J=1$ ) зосередженої вузькосмугової завади  $n(t)$  і шуму  $v(t)$ . Чисельні значення коефіцієнтів  $\eta_0(t)$  і  $\eta(t)$  отримаємо для різних рівнів сигналів і завад, а також кутів приходу вступної площині  $X$ . Очевидно, для площини  $Y$  результати будуть аналогічні. Напрямок приходу сигналу виберемо  $\theta_s = 0$ .

На рис.6.29-6.30 представлені графіки залежностей коефіцієнтів  $\eta_0(t)$  і  $\eta(t)$  від значення різниці кута напрямків приходу сигналу і завади  $\Delta\theta^0$  для різної кількості антенних елементів  $N$ . З аналізу залежностей можна бачити, що зі збільшенням числа  $N$  значення коефіцієнтів  $\eta_0(t)$  і  $\eta(t)$  суттєво зростають.

При цьому теоретично можуть бути отримані значні перевищення рівнів придушення завад по відношенню до сигналу при різних напрямках їх приходу  $\theta_n$  і  $\theta_s$ , що досягають 50 дБ і більше (рис. 6.29). Однак при будь-якому числі характерно зниження всіх вибраних коефіцієнтів ефективності з наближенням напрямку приходу завади  $\theta_n$  до сигналу  $\theta_s$  (при  $(\theta_n - \theta_s) \rightarrow 0$ ), що можна інтерпретувати як «засліплення» ААР. Із збільшенням рівня завад у порівнянні з шумом  $P_n/P_u = 10$  дБ і  $P_n/P_u = 100$  (рис.6.30) показник  $\eta(t)$  зростає, що пояснюється точністю оцінки значень  $\hat{W}_i(t)$ .

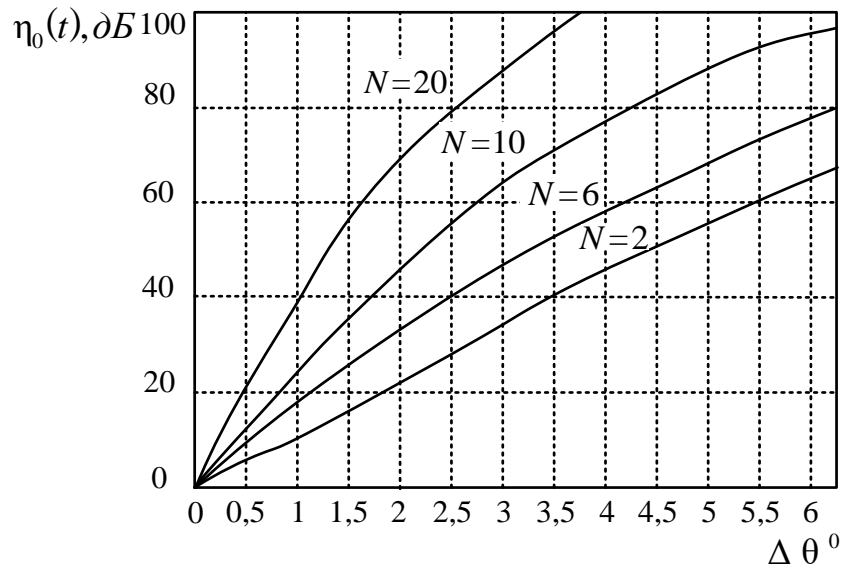


Рис.6.29. Графіки залежностей коефіцієнта придушення завад  $\eta_0(t)$  від значення різниці кута приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$

У даному випадку обробка сприяє зменшенню відносного рівня завади на виході ААР, хоча абсолютне значення її, що є одним з компонентів шуму спостереження  $V_n$ , збільшується за рахунок зростання дисперсії помилки оцінки  $K_{ij}(t)$ .

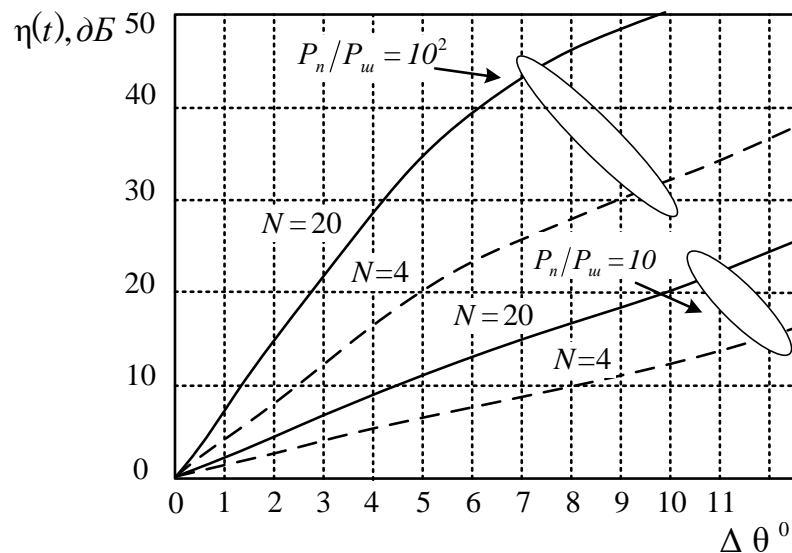


Рис.6.30. Графіки залежностей коефіцієнта завадозахисту  $\eta(t)$  від значення відмінності кута приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$

На рис. 6.31 представлені графіки  $\eta(t)$  для випадку впливу двох завад  $n^{(1)}(t)$  і  $n^{(2)}(t)$  залежно від зміни підсилення приходу однієї з них при фіксованому напрямку іншої ( $\theta_s = 5^\circ$ ). Графіки, наведені на рис.6.31, відрізняються від зображених на рис.6.29, тим, що при збігу напрямків приходу завад ( $\theta_1 = \theta_2 = 5^\circ$ ) відзначається збільшення ефективності ААР на 10-15 дБ. У даному випадку вплив декількох завад, що приходять з одного і того ж напрямку, сприймається як вплив однієї завади з сумарною потужністю  $P_{n\Sigma} = P_{n1} + P_{n2}$ . Тобто вплив декількох завад, що приходять з різних напрямків ( $\theta_{n1} \neq \theta_{n2}$ ), призводить до великих втрат порівняно з випадком впливу однієї завади сумарної потужності.

Чисельні значення коефіцієнтів (6.85) і (6.86) отримані без урахування технологічних помилок антенних систем, кінцевої розв'язки між антенними елементами ААР та інших обмежень, що зустрічаються на практиці. Всі ці обмеження відповідним чином знижують ефективність ААП. Тому значення наведених показників можна розглядати як потенційно можливі.

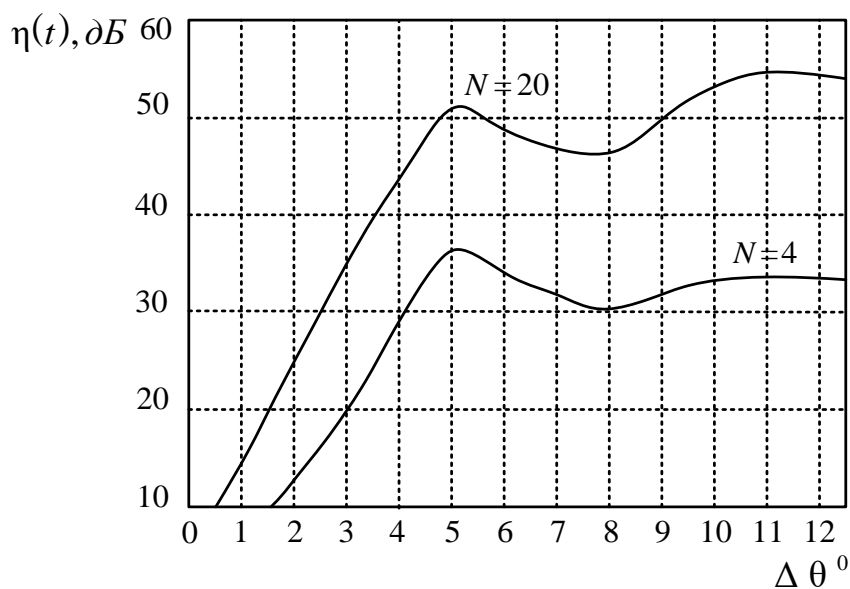


Рис.6.31. Графіки залежностей коефіцієнта завадозахисту  $\eta_0(t)$  від значення різниці кута приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$

Дослідження чутливості ААР за показниками (6.85)-(6.86) до відхилення параметрів обраної моделі, зокрема до наявності не враховуються в моделі випадкових флуктуацій ВВК, показують, що помилка в задачі коефіцієнта зносу  $a_i(t)$ , що входить до рівняння стану, в одну й іншу сторону на порядок призводить до втрат ефективності, не перевищує 1 дБ. У той же час нехтування флуктуаціями фазового фронту прийнятих сигналів і завад пов'язане з втратами, сягають 5-7 дБ.

## **6.10 Поляризаційно-часова обробка сигналів при ПЧД**

### **6.10.1 Особливості поляризації в лініях зв'язку безпроводових систем**

Поляризація є фізичною характеристикою електромагнітного поля, що визначає особливості просторового розташування і зміни у часі вектора його напруженості. Залежно від того, яку форму знаходить у площині, перпендикулярній до напрямку поширення, геометрична фігура, утворена кінцем вектора напруженості, розрізняють лінійну, еліптичну або кругову поляризацію [206,216].

З точки зору отримання необхідного енергетичного потенціалу в лініях зв'язку та чи інша поляризація переваг не має, тому на практиці найчастіше застосовується лінійна поляризація, що пов'язано з простотою конструкцією антен.

Однак у деяких випадках внаслідок впливу середовища розповсюдження або просторових переміщень носіїв засобів зв'язку можливі різні зміни орієнтації площини лінійної поляризації, що вимагає від системи відстеження цих поляризаційних змін. Застосування ж кругової поляризації, інваріантної до повороту площини поляризації, дозволяє обійтися без систем відстеження. Так, у супутниковому зв'язку кругова поляризація застосовується з метою виключення впливу фарадеївського обертання площини поляризації, викликаного анізотропією іоносфери.

Електромагнітні хвилі, випромінювані антенами з фіксованими поляризаційними параметрами, є повністю поляризованими. Повністю поляризована хвиля володіє відомим положенням вектора напруженості  $E(t)$ , а для неполяризованої хвилі всі положення  $E(t)$  випадкові й рівноймовірні. Ступінь поляризації при цьому визначається як відношення потужності повністю поляризованої частини хвилі до всієї її потужності, що дорівнює сумі поляризованої і неполяризованої частин.

Зміна поляризації випромінюваних хвиль може здійснюватися шляхом зміни просторової орієнтації антен або амплітуд і фаз (комплексних вагових коефіцієнтів) струмів, що живлять ортогонально поляризовані випромінювачі: диполі, спіральні, круглі або квадратні рупори або інші антенні елементи, що утворюють дво- або тривимірний поляризаційний базис.

За допомогою відповідного вибору поляризації приймальної антени для будь-якої частково поляризованої хвилі завжди можна отримати максимальну потужність сигналу на узгодженому навантаженні. Ця потужність

$$P_c = 0,5 \Pi A_{\text{эф}} (1 + m \cos \delta), \quad (6.87)$$

де  $m$  – ступінь поляризації сигналу;

$\delta$  – кут між точками на сфері Пуанкаре, що визначають стан поляризації сигналу і антени (у разі їх лінійної поляризації  $\delta$  – кут між векторами діючої довжини антени і напруженості поля);

$A_{\text{эф}}$  – ефективна площа антени;

$\Pi$  – величина вектора Пойнтинга, що характеризується щільністю потоку потужності поля сигналу в точці прийому.

Багато задач поляризаційно-часової обробки безпосередньо зводяться до одержання екстремальних значень потужності прийнятих сигналів. Для повністю поляризованої хвилі ( $m=1$ ) потужність сигналу на підставі виразу (6.87)  $P_c = A_{\text{эф}} \Pi \cos^2(\delta/2)$ . При виборі поляризації антени, що відповідає значенню  $\delta/2 = n\pi$



(де  $n = 0, 1, 2, \dots$ ), отримуємо узгоджений поляризаційний прийом, що забезпечує максимум потужності сигналу:  $P_{c_{\max}} = A_{\text{эф}} P$ . Вибір же  $\delta/2 = (2n+1)\pi/2$  дозволяє отримати  $P_{c_{\min}} = 0$ , тобто режектувати даний сигнал. При цьому ефективність поляризаційно-часової обробки залежить від точності установки значень параметрів поляризації антени по відношенню до поляризації поля сигналу. До основних обмежень, що знижують ефективність поляризаційно-часової обробки, можуть бути віднесені:

- конструктивні й технологічні помилки антенної системи;
- помилки при визначенні параметрів поляризації прийнятих сигналів;
- помилки пристроїв керування поляризаційними параметрами антени.

Проаналізуємо вплив цих обмежень. Якість конструкції антенної системи визначається поляризаційною розв'язкою, яка характеризується співвідношенням рівнів основної і кросполяризаційної компонентою прийнятих сигналів. При використанні серійно виготовлених вузлів антенних систем досяжний рівень поляризаційної розв'язки становить 25-35 дБ. Для її поліпшення використовуються різні конструктивні ускладнення: поляризаційні фільтри, двох- і трьохдзеркальні антени, гофровані рупори та інші пристрої, що дозволяють мінімізувати рівень кроскомпоненти і отримати розв'язку 40-50 дБ і більше в смузї частот  $\pm (10 \div 25) f_{cp}$ .

Помилки при визначенні поляризаційних параметрів прийнятих сигналів можуть мати різну природу. Ці помилки можуть бути обумовлені невизначеністю розташування або зміною параметрів випромінюючої системи кореспондента (наприклад, при зв'язку з рухомими об'єктами). У той же час, якщо поляризація переданого сигналу і визначена, то в точці прийому вона може бути іншою. Основними механізмами, що викликають ці відмінності, є:

- взаємодія основних, випромінювань в напрямку кореспондента компоненти поля з відбитими від різних предметів або розсіяними на неоднорідностях середо-вища компонентами при внутрішньоміському зв'язку,

лініях зв'язку сантиметрового або міліметрового діапазонів у разі наявності на радіотрасі гідрометеорів або інших дрібнодисперсних утворень;

– поява і взаємодія звичайних і незвичайних складових при поширенні в анізотропних середовищах, наприклад у іоносфері;

– зміщення точки прийому відносно осі основного випромінювання виникає при використанні гостронаправлених антен, наприклад, в тропосферному каналі зв'язку.

Розглянуті поляризаційні відхилення, як правило, випадково змінюються у часі. Разом із тим швидкість цих змін визначається інтервалами кореляції для діапазонів використовуваних хвиль становить від частини секунди до декількох хвилин, що дає можливість за допомогою різних електронних методів досить точно їх відслідковувати і вважати наявну ступінь поляризації, що входить у вираз (6.87), близькою до одиниці.

Помилки в застосовуваних для цього випадку статистичних методах оцінки поляризації сигналів залежать як від самої статистичної структури випадкового сигналу, так і від рівня завад типу власних або інших неполяризованих «білих шумів». При оптимальній рекурентній фільтрації сигналів дисперсія помилки оцінки

$$\Delta^2 = 2P_c / (1 + \sqrt{1 + h^2}), \quad (6.88)$$

де  $h^2$  – відношення потужності сигналу до спектральної щільності потужності білого шуму в каналі прийому.

Для райсівських каналів зв'язку (наприклад, каналів з прямою радіовидимістю) значення дисперсії помилки може складати (30-40) дБ по відношенню до дисперсії флуктуаційного компоненту сигналу, тобто точність оцінки може бути досить висока.

Помилки пристроїв керування поляризаційними параметрами антен залежать від помилок в оцінці параметрів сигналів і конструктивних помилок самих антен. При цьому керування поляризацією, що полягає у встановленні

відповідних значень комплексних вагових коефіцієнтів антенних елементах, можна здійснити на основі оцінки цих значень. Аналіз таких алгоритмів показує, що в реальних каналах зв'язку можна таким чином вибирати поляризацію приймальної антени по відношенню до сигналу, і що рівень ортогонального компонента буде нижчий основного на 20-25 дБ. Такі реальні можливості поляризаційно-часової обробки сигналів при придушенні завад та вирішенні інших задач. Для успішного вирішення цих задач антенні системи засобів зв'язку повинні забезпечувати можливість оперативного вибору відповідних значень поляризаційних параметрів, тобто вони повинні складатися з двох або трьох ортогонально поляризованих антенних елементів, що утворюють поляризаційний базис і забезпечені пристроями управління амплітуд і фаз (пристроями управління комплексними коефіцієнтами  $w_i(t)$ ).

Найбільш широко поляризаційні та поляризаційно-часові методи застосовуються при вирішенні наступних задач: боротьба з завадами; забезпечення узгодженого прийому та мінімізація впливу завмирань; повторне використання частот; юстування антен; забезпечення електромагнітної сумісності; поляризаційної маніпуляції та ін. Зупинимося докладніше на особливостях вирішення деяких з них.

### **6.10.2 Синтез методів поляризаційно-часової обробки сигналів при ПЧД**

Боротьба з завадами шляхом поляризації є перспективним методом обробки, особливо в тих випадках, коли завади діють у межах ГП ДС приймальної антени. Розглянемо рішення цієї задачі з позицій оптимального стохастичного управління. Задачі поляризаційно-часової обробки, так само як і просторово-часової, можуть бути вирішені різними способами. Так, оцінюючи поляризацію сигналів і завад, можна побудувати систему управління поляризаційним базисом приймання антени, що забезпечує безперервну ортогоналізацію, того базису по відношенню до завади. Рішення цієї задачі може бути складним, особливо при нелінійній ситуації, коли умови теореми про поділ не виконуються.

Більш конструктивним у даному випадку виявляється розглянутий вище під-хід, коли оцінці підлягають не самі параметри поляризації спостережуваних сиг-налів і завад, а значення оптимальних вагових коефіцієнтів  $w_i(t)$  при  $i = 1, 2$  для антенної системи, що складається з двох взаємно ортогональних антенних елементів, включених між антенними елементами і загальним суматором і забезпечують, наприклад, МСКВ прийнятого сигналу  $y(t)$  від еталонного  $y_e(t)$ . Очевидно, вибір тих чи інших значень вагових коефіцієнтів  $w_i(t)$  призводить до відповідних перетворень поляризаційного базису антеною системи, що, в свою чергу, визначає рівень частково поляризованих сигналів і завад на виході загального суматора, але не чинить впливу на рівень безполяризованого «білого» шуму, що потрапляє в смугу частот прийому. Рівняння стану ВВК, спостереження і оцінки  $\hat{w}(k)$  в даному випадку аналогічні відповідним рівнянням для ААР (6.39), (6.40) і (6.41).

Структурна схема пристрою оцінки вагових коефіцієнтів, згідно з (6.44) здійснює поляризаційно-часову обробку, представлена на рис.6.31.

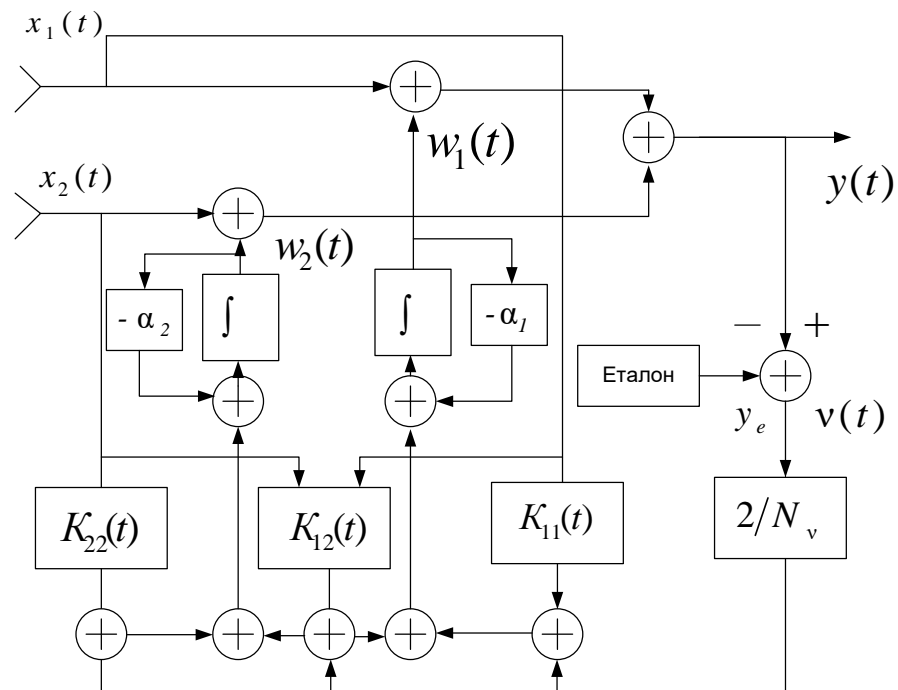


Рис.6.31. Схема пристрою оцінки вагових коефіцієнтів, що здійснює поляризаційно-часову обробку сигналів

Можна простежити, що використання обраного критерію МСКВ призводить до мінімуму потужності завад на виході системи, що для поляризаційних систем обробки означає ортогоналізацію поляризації антени по відношенню до завад.

Можливі різні узагальнення і спрощення розглянутого алгоритму поляризаційно-часової обробки. При наявності нелінійностей у рівняннях (6.3) і (6.4) значення  $K_{ij}(t)$  виявляться залежними від оцінок вагових коефіцієнтів, що певним чином ускладнить синтезовану процедуру. При незмінній сигнально-завадовій ситуації, коли завади повністю поляризовані, рівняння стану (6.39) спрощується і приводиться до вигляду  $dw_i(t)/dt = 0$ . Відповідно можуть бути спрощені й рівняння (6.41). Оскільки тут  $A=0$ , то перший доданок у правій частині (6.41) зникає, що дозволяє рівняння оцінки у векторній формі записати у вигляді

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = K(t)A^T(t)V_n^{-1}v(t). \quad (6.88)$$

Рівняння (6.88) являє собою безперервний варіант відомої процедури Уїдрю-Хопфа. Таким чином, синтезовані алгоритми можна розглядати як узагальнення процедури для більш складної статистичної ситуації і загальних частково поляризованих полів.

Швидкість збіжності розглянутих процедур оцінки досить висока і вкладається в межі інтервалу кореляції, для дискретних процедур вона дорівнює 10-15 кроків. При неоптимальних параметрах фільтра, наприклад при використанні процедури (6.88), для довільної сигнально-завадової ситуації цей час зростає і може досягати 300 кроків і більше.

Дані результати аналогічні отриманим у завданнях для ААР і можуть бути поширені і на просторово-поляризаційно-часові завдання. При цьому рівняння (6.88) відповідає алгоритму обробки просторово-часових сигналів і завад із плоским фазовим фронтом і точковим просторовим спектром. При флуктуаційних фронтах необхідно використовувати процедури (6.41).

$$d\hat{w}_i(t)/dt = -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)F_j(\hat{w}_i, t), \quad (6.89)$$

де  $F_j(\hat{w}_i, t) = dF_j(\hat{w}_i, t)/d\hat{w}_i$  –  $N$ -мірний вектор-стовпчик, отриманий через похідні з часу спостереження від логарифма функції правдоподібності.

Проаналізуємо ефективність розглянутих задач для різних значень кута  $\delta$ , що є половиною центрального кута сфери Пуанкаре і точки з'єднання, які відповідають значенням поляризації сигналу і завади. Для аналізу виберемо коефіцієнт (6.85), що показує, наскільки рівень сигналу по відношенню до завади на виході системи більший, ніж на вході:

$$\eta = (d_{c_{\text{вих}}} / (d_{z_{\text{вих}}} + d_{ш_{\text{вих}}})) / (d_{c_{\text{вх}}} / (d_{z_{\text{вх}}} + d_{ш_{\text{вх}}})) , \quad (6.90)$$

де  $d_{c_{\text{вих}}} = W^T R_c W$ ,  $d_{z_{\text{вих}}} = W^T R_z W$ ,  $d_{ш_{\text{вих}}} = W^T W$  – нормовані по одиничному значенню спектральної щільності потужності неполяризованого "білого" шуму рівні сигналу, завади і самого шуму відповідно. Значення оптимальних вагових коефіцієнтів визначимо з матричного рівняння Вінера-Хопфа  $W = R_{xx}^{-1} r_{xy}$ , де  $R_{xx} = R_c + R_n + R_{ш}$ , а  $R_c, R_n, R_{ш}$  – кореляційні матриці сигналу, завади і шуму відповідно;  $r_{xy}$  – матриця взаємної кореляції між векторами прийнятого і еталонного сигналів.

Незважаючи на те, що процедура аналізу заснована на рівнянні фільтра Вінера, вона для даного випадку може застосовуватися, оскільки фільтр Калмана володіє тією ж ефективністю. Залежність  $\eta$  від  $d_n$  представлена на рис.6.32, звідки видно, що із зменшенням рівня шуму ступінь придушення завади зростає.

Ефективність зростає також при збільшенні відмінності поляризації сигналу та завади (зі збільшенням  $\delta$ ).

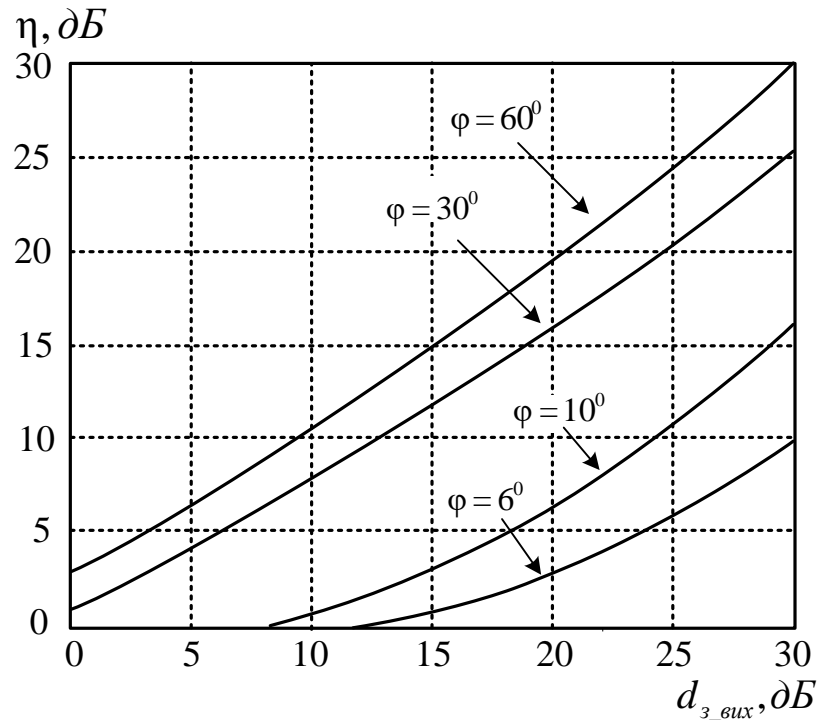


Рис.6.32. Графіки залежностей коефіцієнта завадозахисту  $\eta$  від значення відмінності кута приходу сигналу і завади  $\Delta\theta$

Характерно, що навіть при малій відмінності в поляризаціях сигналу і завади (при  $\delta \leq 30^\circ$ ) можна досягти рівня придушення 20 дБ і більше, що відповідно підвищує якість ЕМД.

### 6.10.3 Методи просторово-часового доступу з поляризаційно-часовою обробкою сигналів

Представлені в попередніх розділах алгоритми належать до випадків використання або тільки просторових, або тільки поляризаційних відмінностей у прийняті сигналу і завади. На практиці ж досить часто доводиться зустрічатися з випадком, коли виникають умови «засліплення». Особливо характерним є такий випадок ЕМД для рухомих об'єктів. Виникає природне прагнення поєднати можливість просторово-часової і поляризаційної обробки в ААР керованою поляризацією. Одним із перших таку ідею запропонував Комптон. Суть його

роботи полягала у синтезі ААР, здатної реагувати на відмінності в поляризації сигналу і завади. При цьому завади передбачалися повністю поляризованими. Більш загальне рішення, придатне для застосування придушення частково поляризованих завад, наведено в роботі [216]. Ідея ААР, керованою поляризацією, є конструктивною і з тих позицій, що в даному випадку використовується комплексне рішення проблеми завадо-стійкості. Більш того, з метою подальшого підвищення якості функціонування РЕЗ необхідно залучати максимальну кількість методів забезпечення завадостійкості, включаючи не тільки просторово-поляризаційні, але і частотно-часові, організаційні та ін.

Антенна, що дозволяє синтезувати спільні просторово-часові та поляризаційно-часові алгоритми обробки, може бути сконструйована в вигляді сітки, у вузлах якої розміщені антенні елементи, що складаються з двох або трьох ортогонально поляризованих променів: електричних (напівхвильові диполі, спіралі, більш складні конструкції), магнітних (квадратні, круглі рупори, щілини та ін.) або комбінованих (щілина і диполь).

Розглянемо ААР, складену з антенних елементів, що мають два незалежних ортогонально поляризованих випромінювача, приклад такої лінійної ААР, що складається з турнікетних АЕ, представлений на рис.6.33.

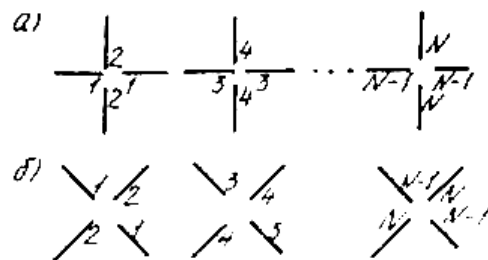


Рис.6.33. ААР з двома незалежними ортогонально поляризованими випромінювачами

Перехід до розгляду трикомпонентних випромінювачів у даному випадку не викликає принципових труднощів. Вибираючи антенні елементи решітки з однієї



й іншої, ортогональної поляризацією, і однакової спрямованості, число рівноправних ступенів свободи збільшують у два рази порівняно з випадком, коли решітка складається з елементів однієї якої-небудь поляризації. У зв'язку з цим узгодженням ААР з керованою поляризацією є те, що розміщення в одному електричному центрі двох антенних елементів дозволяє зменшити габаритні розміри апертури без втрати числа ступенів свободи решітки.

Методи просторово-часової обробки, так само як і поляризаційно-часової, складаються у відповідному ваговому відношенні або фазуванні вихідних напруг приймальних антенних елементів:  $x_i(t)$  при  $i = \overline{1, N}$ .

Таким чином, загальні структури алгоритмів поляризаційно-часової та просторово-часової обробки збігаються [рис. 6.13, рівняння (6.12), (6.34), (6.38), (6.45), (6.47)]. Однак вхідні в них параметри, значення змінних, а також фізичні результати дещо інші. Так, рівняння стану типу (6.38) відповідає повністю поляризованим сигналам і завадам, які не змінюють поляризаційні параметри з плином часу. Для частково поляризованих сигналів і завад, що характерно при спостереженні сигналів рухомих об'єктів, при зв'язку в декаметровому діапазоні, в лініях далекого тропосферного поширення і в інших випадках, рівняння стану має вигляд (6.39), а в разі наявності нелінійностей – (6.46). Математична інтерпретація коефіцієнтів  $a_i(t)$  і  $\beta_{ij}(t)$  залишається тією ж, тобто це коефіцієнти зносу і дифузії.

Ідентичність задач синтезу алгоритмів просторово-часової і поляризаційно-часової обробок зручна не лише з методологічної точки зору, але має і ряд конструктивних переваг. Для розглянутої спільної задачі (або задачі синтезу ААР з керованою поляризацією) проведемо аналіз ефективності використаними показниками (6.85) - (6.90). На рис.6.34-6.37 представлені графіки коефіцієнтів  $\eta(t)$   $\eta_0(t)$ , де  $N$  характеризує  $N$ -елементну сітку, у якій одна половина елементів має одну поляризацію, а інша половина – ортогональна їй.

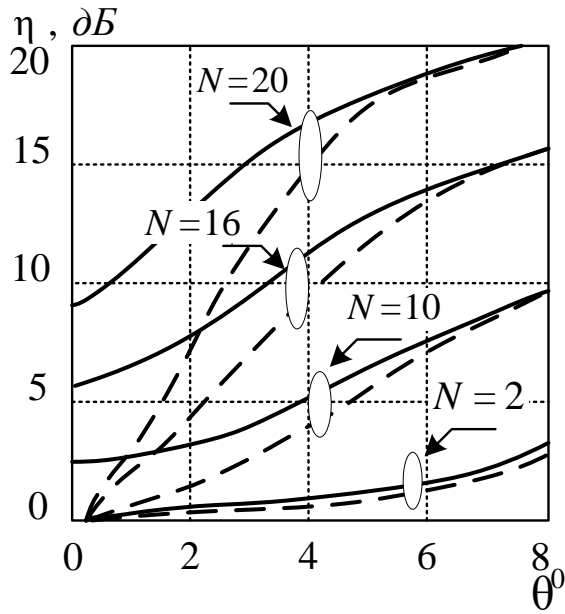


Рис.6.34. Залежність  $\eta$  від  $\theta^\circ$  при відношенні  $P_z/P_u = 10^2, P_c/P_u = 10$

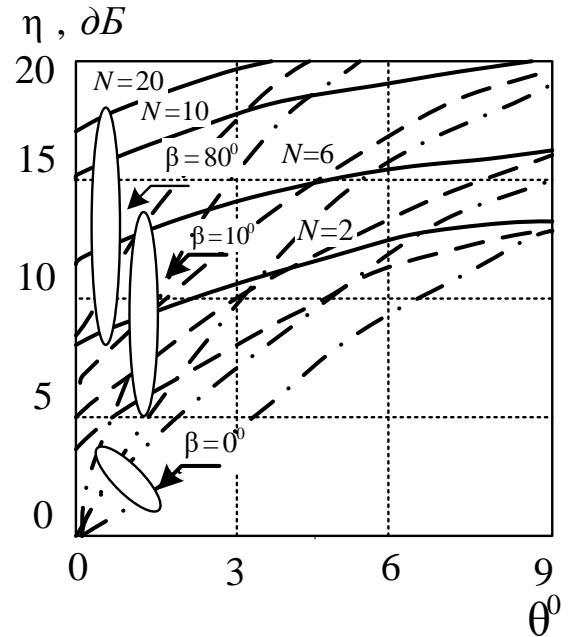


Рис.6.35. Залежність  $\eta$  від  $\theta^\circ$  при  $\beta = 80^\circ$

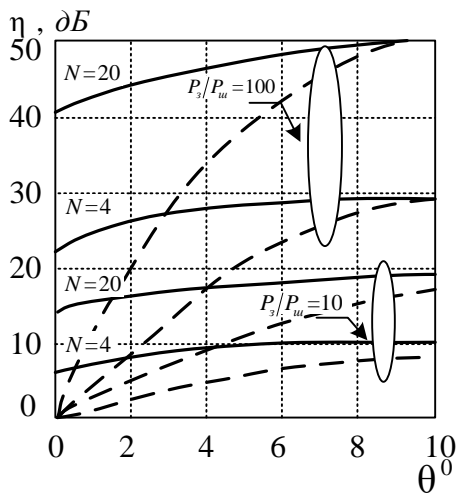


Рис.6.36. Залежність  $\eta$  від  $\theta^\circ$  при  $\beta = 0^\circ$

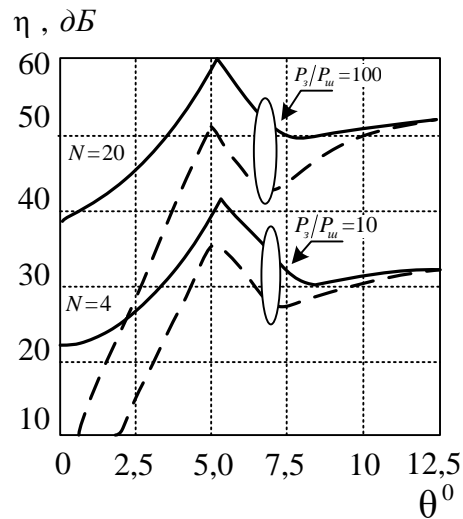


Рис.6.37. Залежність  $\eta$  від  $\theta^\circ$  у випадку дії двох завад

На рис.6.34 представлені графіки коефіцієнта  $\eta$ , що визначається при відношенні  $P_z/P_u = 10^2; P_c/P_u = 10$  для різної кількості антенних елементів  $N$ .

Безперервні лінії відповідають  $\beta = 30^\circ$ , переривчасті –  $\beta = 0$ . Як і на рис.6.29, тут видно, що коефіцієнт  $\eta$  зростає зі збільшенням кількості антенних елементів. Помітне зниження  $\eta$  наголошується, коли завада  $n(t)$  стає близькою за просторовими і поляризаційними параметрами з сигналом, а при  $\theta = 0$  і  $\beta = 0$ , де сигнал і завада збігаються за цими параметрами, ситуація є найгіршою:  $\eta \rightarrow 0$  – і решітка при цьому «засліплюється». На практиці для виключення такої ситуації доцільно передбачати можливість зміни поляризації переданих сигналів, що дозволяє навіть в області збігу установ просторових спектрів сигналів і завад (при  $\theta \rightarrow 0$ ) отримувати значний позитивний ефект. Це є важливою перевагою ААР з керованою поляризацією.

На рис.6.35 для випадку співвідношень  $P_n/P_u = 10^2$ ;  $P_s/P_u = 10$  представлені графіки коефіцієнта  $\eta$ , що показує, наскільки більше придушується завада по відношенню до сигналу. Безперервні лінії відповідають  $\beta = 80^\circ$ , тобто випадку, коли повністю поляризовані складові сигналу та завади, що значно розрізняються. Така ситуація ( $\beta = 80^\circ$ ) може відповідати лінії зв'язку з управлінням поляризацією переданих сигналів, що забезпечує максимізацію поляризаційних відмінностей сигналу і завади в точці прийому. З графіків видно, що із зменшенням просторових відмінностей між сигналом і завадою (при  $\theta \rightarrow 0$ ) перевага у відношенні сигнал/завада знижується на 3-8 дБ. Однак навіть при  $\theta \rightarrow 0$  цей виграв становить від 40 до 80 дБ в залежності від числа елементів ААР. На цьому ж рисунку штриховими лініями представлені графіки  $\theta \rightarrow 0$  для випадку близьких значень поляризаційних параметрів між сигналом і завадою ( $\beta = 10^\circ$ ). Ці графіки можуть відображати ситуацію, коли керування поляризацією передавальної антени не здійснюється або здійснюється зі значними помилками, наприклад у протяжних лініях зв'язку декаметрового діапазону.

Значення вигравів тут на 10-16 дБ нижче, проте при зміні просторових кутів приходу завади на  $5-10^\circ$  від сигналу цей виграв різко зростає і вже мало залежить від стану поляризації завади. Штрих-пунктирними лініями показані графіки, коли поляризація сигналу і завади збігається ( $\beta = 0^\circ$ ). Криві для  $N = 2$

показують ефективність поляризаційно-часової обробки з використанням одиночної турнікетної антени.

На рис.6.37 представлені графіки  $\eta$ . Безперервні лінії відповідають  $\beta = 80^\circ$ , штрихові –  $\beta = 0^\circ$ . З графіків видно, що втрати ефективності ААР при збігу просторових параметрів сигналу та завади невеликі (3-5 дБ).

Графіки  $\eta$  для випадку впливу двох завад, одна з яких приходить з фіксованим параметром  $\theta_1 = 5^\circ$ , а другий параметр  $\theta_2$  – варіюється, зображено на рис.6.38. Зіставлення графіків рис. 6.29-6.31 і 6.34-6.37 показує помітну перевагу ААР з управляємою поляризацією.

Таким чином, використання ААР з керованою поляризацією дозволяє майже вдвічі зменшити лінійні розміри решітки, що особливо важливо при наявності значних за об'ємом обмежень. При цьому не тільки не знижується якість оброблення, але здобувається корисна властивість – можливість боротьби з завадами, просторові параметри яких близькі або збігаються з корисним сигналом, що суттєво піднімає надійність ЕМД.

#### **6.10.4 Додаткові випадки застосування поляризаційно-часової обробки**

Забезпечення поляризаційного узгодження виконується з метою поліпшення ЕМД, підтримки максимального рівня корисного сигналу і зменшення можливих поляризаційних втрат, викликаних випадковістю поляризації прийнятих сигналів. Воно необхідне не тільки на приймальній стороні. Для анізотропних каналів зв'язку (іоносферного, каналу з дискретними розсіювачами та ін.) погодження поляризації передаваних сигналів з власними поляризаціями середовища поширення дозволяє не тільки збільшувати рівень сигналу в точці прийому, але і значно зменшувати багатопроменевість.

Повторне використання частот, що є різновидом ущільнення незалежних інформаційних потоків шляхом передачі їх на одній частоті з ортогональними поляризаціями, застосовується у багатьох супутникових системах зв'язку з метою економії частотного спектру і зниження вимог до широкополосності

характеристик антенно-хвильових трактів. Для цього потрібна поляризаційна розв'язка між ортогональними каналами не менше, ніж 27-30 дБ. Реально забезпечуються навіть великі значення розв'язки, однак при наявності на радіотрасі дощів, особливо кристалів льоду, ця розв'язка знижується до 8-10 дБ. Шляхом використання поляризаційних попередніх спотворень на передавальній стороні та узгодження на прийомі вдається відновити ортогональність. Задачу узгодження на прийом можна вирішувати за допомогою пристроїв, побудованих за алгоритмом (6.8), оскільки для кожного інформаційного потоку може бути вибраний свій еталон. Очевидно, на основі систем із повторним використанням може застосовуватися поляризаційна маніпуляція.

Забезпечення електромагнітної сумісності систем зв'язку з різними радіоелектронними засобами є однією з основних проблем ЕМД як при проектуванні, так і при їх експлуатації. Поляризаційна розв'язка в даному випадку може бути отримана до 30-40 дБ і знаходить широке застосування у радіорелейному зв'язку. Так, у багатопробієвих антенах застосовується ортогональна поляризація для сусідніх променів. На цей час у нашій країні і за кордоном впроваджується телевізійне мовлення з використанням вертикальної і горизонтальної поляризації, яка навіть при фіксованих поляризаціях антен дозволяє знизити рівень завад кросполяризаційних компонент на 10-15 дБ. Більш високі показники ЕМС РЕЗ можуть бути отримані з допомогою антен зі змінною поляризацією на основі розглянутих вище алгоритмів.

Юстування антен може проводитися за показниками відхилення поляризації сигналу від заданої. Суть методу в тому, що розрахункове значення поляризації зберігається лише в напрямку максимуму випромінювання ГП ДС. Вже на рівні -3 дБ від максимуму кросполяризовані компоненти досягають -30...-27 дБ, на рівні -10 дБ їх величина може скласти -10...-3 дБ, тобто, спостерігаючи за рівнем кроскомпоненти, можна досить успішно відстежувати величину відхилення головної пелюстки (ГП) ДС від лінії, що зв'язує кореспондентів. Таке юстування виявляється більш конструктивним порівняно з традиційно використовуваною, заснованою на спостереженні енергетичного рівня сигналу. Особливо корисними

такі методи юстування можуть опинитися в тропосферних лініях зв'язку, де спостерігаються значні завмирання сигналу і тому точне юстування провести надзвичайно складно.

### **6.11 Оцінка обчислювальної ефективності алгоритмів синтезу багатопроменевої діаграми спрямованості**

Застосовуваний в сучасних алгоритмах оперативного управління керуючими струмами математичний апарат передбачає використання для їх реалізації ЕОМ. Необхідність обробки великих обсягів інформації в реальному масштабі часу підвищує вимоги до швидкодії ЕОМ. У зв'язку з цим в даний час велика увага приділяється питанню оцінки часу і обсягу пам'яті, необхідних для реалізації розроблених методів.

Обсяг обчислювальних витрат при вирішенні конкретної задачі визначається структурою програми, системою команд ЕОМ, кількістю обчислювальних циклів, числом їх повторень в програмі, що реалізує синтезований алгоритм і іншими факторами. У загальному випадку час, необхідний для реалізації обчислювального алгоритму прямо пропорційний числу машинних операцій, що містяться в програмі і зворотно пропорційний числу операцій, що виконуються ЕОМ за одиницю часу.

Проведемо оцінку обчислювальної ефективності синтезованих алгоритмів. Відзначимо, що загальна кількість арифметичних операцій, необхідних для визначення керуючих струмів, складається з кількості операцій, витрачених на реалізацію розроблених алгоритмів синтезу ДН із заданими параметрами.

Оцінимо кількість операцій, необхідних для реалізації алгоритму (6.39) оперативного управління комплексними амплітудами струмів в каналах плоских багатofункціональних антенних решіток, заснованого на методі парціальних ДН з використанням функцій Котельникова.

Кожен з коефіцієнтів  $M$  являє собою значення заданої ДН в напрямку, який визначається коефіцієнтами  $p$  і  $q$ . Виходячи з того, що відомо кількість парціа-

льних ДН, що беруть участь в процесі синтезу, кількість операцій, необхідних для знаходження комплексного вектора вагових коефіцієнтів КВК за допомогою алгоритму (3.40), розраховується за формулою:

$$\tau = N_x N_y ((22 \cdot P \cdot Q) + 2), \quad (6.91)$$

де  $P, Q$  – кількість використовуваних парціальних діаграм.

Таким чином, для визначення комплексних вагових коефіцієнтів (КВК) решітки з числом випромінювачів  $N_x = N_y = 51$ , яка формує три незалежних променя ДН, кожен промінь якої сформований п'ятьма парціальними діаграмами знадобиться  $1436 \cdot 10^3$  операцій.

При реалізації алгоритму (3.3) знаходження КВК, заснованого на матричному методі синтезу, основні обчислювальні витрати припадають на розрахунок і звернення елементів матриці  $[B]$ . Однак ця інформація може бути розрахована заздалегідь і занесена в пам'ять АР. Таким чином, при реалізації матричного методу синтезу розраховується зважена сума значень ДН в  $S$  напрямках. У разі лінійної решітки для цього знадобиться  $(2S - 1) \cdot N$  операцій, в разі плоскої –  $(2S - 1) \cdot N_x \cdot N_y$  операцій. Множення зверненої  $[B]$  матриці на вектор  $f(s)^*$  займає ще  $N^2(N - 1)$  операцій в разі лінійної решітки і  $(N_x N_y)^2(N_x N_y - 1)$  в разі плоскої.

Таким чином, загальна кількість операцій, необхідних для реалізації матричного методу синтезу в разі лінійної решітки знаходиться з виразу:

$$\tau = (2S - 1) \cdot N + N^2(N - 1). \quad (6.92)$$

Вираз для розрахунку кількості операцій, необхідних для реалізації матричного методу синтезу в разі плоскої решітки має вигляд:

$$\tau = (2S - 1) \cdot N_x N_y + (N_x N_y)^2(N_x N_y - 1). \quad (3.42)$$

Для розрахунку КВК лінійної АР з числом випромінювачів  $z_0 = 36$ , що формує трипроменеву ДН знадобиться 45540 операцій, а для розрахунку КВК пласкої АР з числом випромінювачів  $N_x = N_y = 51$  і формуючої трипроменеву ДН знадобиться приблизно  $1759 \cdot 10^7$  операцій.

Реалізуючи аналітичний метод формування двох незалежно орієнтованих пелюсток, достатньо всього лише розрахувати величину двох дискретів фазування АР і підсумувати їх. У разі лінійної решітки для реалізації алгоритму знадобиться  $23N$  операцій, а в разі пласкої –  $35N_x N_y$ .

Таким чином, найбільш високою оперативністю відрізняється аналітичний метод фазового синтезу, однак його можливості і області застосування обмежені, тому що він дозволяє формувати тільки одно- або двопроменеві ДН і застосовується тільки для лінійних і плоских решіток з дискретним фазуванням. Метод парціальних діаграм володіє більшою оперативністю в порівнянні з матричним методом, однак область його застосування обмежується лінійними і плоскими АР. Матричний метод синтезу також досить оперативний і найбільш універсальний, тому що придатний для використання в решітках будь-якої геометрії, проте для знаходження КВК з його використанням, доводиться здійснювати найбільшу кількість обчислень.

Потужності сучасних ЕОМ дозволяють реалізовувати розроблені алгоритми в реальному масштабі часу.

## 6.12 Висновки до розділу 6

1. Просторово-часовий доступ у безпроводових системах може бути реалізований на існуючій технічній та технологічній базі незалежно від інших використовуваних методів, що є результатом залучення додаткової ресурсної множини просторово-поляризаційних параметрів.



2. Методи просторово-часового доступу АС до ресурсів БС ґрунтуються на використанні алгоритмів просторово-часової обробки прийнятих сигналів, що реалізуються на основі  $N$ -елементних адаптивних антенних решітках.

3. Сигнали в радіолініях безпроводового зв'язку є частково когерентними та частковополяризованими, що є результатом багатопроменевого поширення радіохвиль, множинного перевідбиття сигналів від навколишніх споруд і конструкцій. Наявність багатопроменевості призводить до зниження якості просторово-часової обробки.

4. Застосовано значну кількість методів і алгоритмів синтезу ААР, що розрізняються як за призначенням, так і критеріями ефективності функціонування. В основу всіх методів покладена оцінка комплексного вектора вагових коефіцієнтів (ВВК), що включаються в трактах прийому кожного АЕ і керовані за тими чи іншими алгоритмами.

Проведено огляд найбільш популярних методів синтезу ААР, до числа яких відносяться алгоритми МСКВ, МВМ, МВСЗ. Кожен із цих методів припускає знаходження оцінки вектора вагових коефіцієнтів, включення на виході АЕ антенної решітки.

5. Суть завдання ПЧД кожної з АС до ресурсів БС складається в груповому використанні приймальної антенної решітки, при якому для кожної з АС формується індивідуальний розподіл структури прийнятого поля сигналу з допомогою вибору ВВК  $w_i$ . Таким чином одночасно створюється стільки варіантів розподілів, скільки на даний момент приймається сигналів АС. Кожен із цих розподілів забезпечує максимально вдале співвідношення сигнал/завада+шум для прийому сигналу АС і встановлення нульових рівнів прийому для інших АС. Методи просторово-часової і поляризаційно-часової обробки сигналів можуть незалежно і спільно використовуватися. При спільному використанні за рахунок поляризаційних алгоритмів вдається отримати додаткову ефективність, зокрема виключається ефект "засліплення" антенної решітки при однакових напрямках приходу сигналу і завади.

6. Історично першим було запропоновано рішення ПЧОС Уїдроу, що ґрунтується на зверненні вибіркової коваріаційної матриці прийнятих сигналів і завад. У даному рішенні використовується рівняння оцінки Вінера-Хопфа. Методи Уїдроу-Хоффа, які є відносно простими. Проте для їх збіжності потрібно 50-150 кроків дискретизації, що для задач ПЧД може виявитися неприпустимим, оскільки саму задачу ПЧД необхідно завершити до часу надання послуги АС, тобто за  $t \leq 2 \div 5$  сек. Більш доцільними складниками є процедури Каламана-Б'юсі, орієнтовані на більш динамічну сигнально-завадову обстановку і час збіжності 3-10 кроків дискретизації.

7. Більш конструктивним для використання в задачах ПЧД є рекурсивні процедури реалізації ПЧОС. Це дозволяє здійснювати корекцію ВВК у реальному масштабі часу, що особливо важливо для зв'язку зі змінними АС. Допустимість аналізу ефективності рекурсивних процедур за результатами аналізу процедур на основі вибірових оцінок ґрунтується на тому, що обидві ці задачі мають загальне формулювання постановки рішення задачі та загальні критерії ефективності.

8. Аналіз якості ПЧД проведено за критеріями рівнів придушення інших випромінювань при прийомі сигналу АС. З графіків випливає, що ці рівні теоретично можуть досягати значних величин: 40-60 дБ і більше. Реальні рівні очевидно слід очікувати орієнтовно за рівнем теплового шуму, тобто що дорівнюють 20-27 дБ.

9. Якість обробки зростає пропорційно числу АЕ. При реалізації АР на БС для ПЧД число АЕ слід вибирати з діапазону 24-36 одиниць. При цьому в одній і тій ж конструкції (щілинній антені) можна розміщувати і ортогонально-поляризований диполь, наявний у самій щілині.

10. Аналіз ефективності завдань ПЧД і ПЧОС показує, що при близьких за азимуту прийому АС або при збігу цих азимутів виникає ефект "засліплення" ААР. Даний ефект може бути подоланий кількома методами, до числа яких належать просторово-поляризаційні методи, коли застосовуються АЕ у вигляді двохполяризаційної конструкції (турнікетна антена, комбінація щілина-електричний диполь). Іншим методом дана конфліктна ситуація може бути

вирішена традиційними часо-вими процедурами: ALOHA, BEB, деревовидними алгоритмами та ін.

11. При поляризаційно-часовій обробці сигналів АС можуть бути використані алгоритми, аналогічні просторово-часовій обробці. Спільне використання двох зазначених методів приводить до зростання можливостей ПЧД.

12. На базі багатоелементних антен у разі необхідності можна реалізувати технології МІМО, просторово-поляризаційного рознесеного прийому, що дозволить мінімізувати втрати за рахунок багатопроменевості.

13. Для отримання реальних показників ефективності ПЧД необхідно аналізувати обрані алгоритми з урахуванням ряду характерних обмежень:

- за складом і структурою АЕ і всієї АР;
- за наявністю впливу всередині самої АР;
- за впливом вибраних початкових умов;
- за швидкістю обчислювальних процедур та ін.

Впливу даних та інших обмежень присвячені наступні розділи дисертації.

## РОЗДІЛ 7

### АНАЛІЗ ВПЛИВУ ОБМЕЖЕНЬ ПРИ РЕАЛІЗАЦІЇ МЕТОДІВ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО ДОСТУПУ

Характеристики ААР залежать не тільки від алгоритму управління, але і від параметрів власне антенної решітки: числа АЕ, характеристик спрямованості і поляризаційних характеристик АЕ, взаємного впливу АЕ, конфігурації решітки та ін. При цьому всі ці фактори різною мірою призводять до зниження реально досяжного ВСЗШ, а деякі можуть викликати також і зменшення швидкості збіжності процесу адаптації.

Погіршення реально досяжного ВСЗШ викликано тим, що при створенні «нуля» ХС для придушення завади відбувається загальна зміна всієї ХС і, отже, зменшення підсилення корисного сигналу. Крім того, може мати місце так званий ефект «гратчастих нулів», коли при придушенні завади виникає «нуль» ХС в іншому напрямку. Важливе значення для завдання ПЧД відіграє швидкість збіжності алгоритму ПЧОС, тому зростає роль початкових умов. Розглянемо більш докладно вплив різних обмежень [228,229].

#### 7.1 Узагальнений аналіз залежності характеристик ААР від параметрів антенних пристроїв

При відсутності когерентності між корисним сигналом  $\vec{X}_c(t) = a(t)e^{-j(\omega_0 t + \varphi(t))} \vec{D}_c$  і завадою  $\vec{X}_{nv}(t) = a_v(t)e^{-j(\omega_0 t + \varphi_v(t))} \vec{D}_{nv}$  кореляційну матрицю вхідних сигналів можна записати у вигляді [183,227]:

$$R_{xx} = \sigma_{uui}^2 I + P_c \vec{V}_c^+ \vec{V}_c + \sum_{\gamma=1}^n P_\gamma \vec{V}_{n\gamma}^+ \vec{V}_{n\gamma}, \quad (7.1)$$

де  $\sigma_{uui}^2$  – потужність теплового шуму в смузі сигналу;  $P_c$  – потужність корисного сигналу;  $P_\gamma$  – потужність  $\gamma$ -ої завади від сусідньої АС.

Представимо фазові набіги  $\psi_i$  і  $\psi_{ni}$  у вигляді:

$$\psi_i = \vec{k}_c \times \vec{r}_i, \quad (7.2)$$

$$\psi_{ni} = \vec{k}_{ni} \times \vec{r}_i, \quad (7.3)$$

де  $\vec{k}_c$  – вектор хвильового фронту сигналу,  $\vec{r}_i$  – вектор координат  $i$ -го АЕ.

В цьому випадку для вихідного ВСЗШ доцільний вираз [206]:

$$\eta = P_c \vec{V}_c P_{nm}^{-1} \vec{V}_c^+. \quad (7.4)$$

Очевидно, що оскільки масштабування ВВК не змінює значення ВСЗШ, то вираз (7.4) справедливий і для критерію МВСЗ. Тому для зменшення викладок обмежимося розглядом критерію МСКВ.

Неважко довести, що для випадку впливу однієї завади (1-го сигналу заважає АС) для оптимального значення ВВК справедливий вираз [183]:

$$\vec{W}_{onm} = k \left\{ \vec{V}_c^+ - \frac{P_1 \vec{V}_c \vec{V}_1^+}{\sigma_{mi}^2 + P_1 \vec{V}_1 \vec{V}_1^+} \vec{V}_1^+ \right\}. \quad (7.5)$$

Використовуючи позначення  $\vec{V}_i \vec{V}_j^+ = \rho_{ij}$ , отримаємо

$$\vec{W}_{onm} = k \left\{ \vec{V}_c^+ - \frac{P_1 \rho_{c1}}{\sigma_{mi}^2 + P_1 \rho_{11}} \vec{V}_1^+ \right\}. \quad (7.6)$$

З урахуванням виразів (7.4) і (7.6) вираз для вихідного ВСЗШ

$$\eta = \frac{P_c \rho_{cc}}{\sigma_{mi}^2} \left\{ 1 - \frac{P_1 |\rho_{c1}|^2}{(\sigma_{mi}^2 + P_1 \rho_{11}) \rho_{cc}} \right\}. \quad (7.7)$$

Величина  $\rho_{1c}$  є скалярним добутком векторів  $\vec{V}_c$  та  $\vec{V}_1$  її абсолютне значення можна виразити співвідношенням

$$|\rho_{1c}| = |\vec{V}_1| |\vec{V}_c| \cos \gamma = \sqrt{\rho_{11}} \sqrt{\rho_{cc}} \cos \gamma, \quad (7.8)$$

де  $\gamma$  – узагальнений кут між  $\vec{V}_c$  і  $\vec{V}_1$  у комплексному векторному просторі. (У виразі (7.8) використано позначення  $|\vec{V}_1| = \sqrt{\vec{V}_1 \vec{V}_1^+} = \sqrt{\rho_{11}}$ ,  $|\vec{V}_c| = \sqrt{\vec{V}_c \vec{V}_c^+} = \sqrt{\rho_{cc}}$ ).

Введемо позначення нормованого коефіцієнта просторової кореляції (КПК) між напрямними векторами сигналу  $V_c$  і завади  $V_n$ . Очевидно, КПК однозначно визначається через  $\cos \gamma$ :

$$\alpha_{ij} = \frac{\vec{V}_i \vec{V}_j}{|\vec{V}_i| |\vec{V}_j|} = \frac{\rho_{ij}}{\sqrt{\rho_{ij}} \sqrt{\rho_{ij}}}, \quad i, j = C \text{ або } 1, 2, \dots, n. \quad (7.9)$$

Тоді вираз для вихідного ВСЗШ можна представити у вигляді

$$\eta = \frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_{ui}^2} \left\{ 1 - \frac{P_{\Sigma \Sigma}}{\sigma_m^2 + P_{n\Sigma}} |\alpha_{1c}|^2 \right\}, \quad (7.10)$$

$$\text{де } P_{\Sigma c} = P_c \sum_{i=1}^m |A_c^i|^2. \quad (7.11)$$

$$P_{\Sigma c} = P_1 \sum_{i=1}^m |A_{n1}^i|^2, \quad (7.12)$$

де  $A_c^i = \vec{E}_i(\theta, \Psi_c) \vec{\varepsilon}_c A_c^i$ ;  $A_{nv}^i = \vec{E}_i(\theta_v, \Psi_v) \vec{\varepsilon}_v$ ;  $\vec{E}_i(\theta, \Psi_c)$  – векторна характеристика спрямованості  $i$ -го АЕ за параметром напруженості електричного поля;

$\vec{\varepsilon}_c$  – одиничний вектор поляризації надходячої хвилі.

Використовуючи вираз (7.10) оцінимо нижнє і верхнє значення ВСЗШ. Очевидно, що максимальне значення ВСЗШ має вигляд

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_{mi}^2}. \quad (7.13)$$

Максимальна ВСЗШ досягається тоді, коли завада пригнічена до нуля і КПК  $\alpha_{1c} = 0$ . З виразу (7.13) видно, що максимальне ВСЗШ не залежить від місцезнаходження АЕ та джерела завад, а визначається ХС АЕ і поляризацією корисного сигналу. В цих умовах оптимальний ВВК має вигляд

$$\vec{W}_{opt} = k\vec{V}_c^+. \quad (7.14)$$

Отже, якщо всі  $A_c^i$  однакові (АЕ ідентичні й однаково орієнтовані) корисний сигнал на виходах усіх АЕ знаходиться в фазі й когерентно підсумовується, як у звичайній ФАР. У разі, коли  $A_c^i$  різні, ВСЗШ знижується, незважаючи на те, що корисний сигнал заздалегідь підсумовується когерентно. Відмінність значень може виявитися результатом впливів навколишнього оточення (щогли, покрівлі та ін).

Для оцінки нижнього значення ВСЗШ припустимо, що рівень сигналу перевищує АС на вході ААР значно більше потужності теплового шуму

$$P_{n\Sigma} \gg \sigma_w^2. \quad (7.15)$$

У цьому випадку вираз (7.10) спрощується і набуває вигляду

$$\eta \approx \frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_{mi}^2} \{1 - |\alpha_{1c}|^2\}. \quad (7.16)$$

З виразу (7.16) випливає, що ВСЗШ на виході ААР залежить тільки від  $\eta_{\max}$  і  $|\alpha_{1s}|$  і не залежить від потужності завад. При цьому рівняння (7.16) визначає нижнє значення ВСЗШ. Використовуючи вираз (7.13), (7.16) отримаємо

$$\frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_u^2} \{1 - |\alpha_{1c}|^2\} < \eta \leq \frac{P_{\Sigma c}}{\sigma_u^2}. \quad (7.17)$$

Залежності нормалізованого значення ВСЗШ на  $|\alpha_{1c}|$  показані на рис.7.1

(Нормалізоване значення ВСЗШ  $h_n = \frac{h}{h_{\max}}$  змінюється в межах  $([1 - 1 - |\alpha_{1c}|^2])$ ).

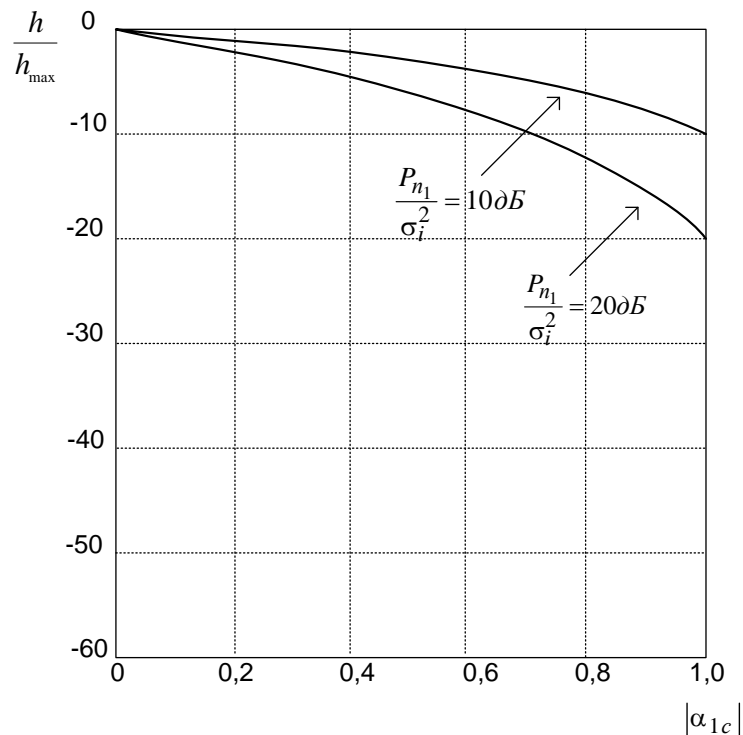


Рис.7.1. Графік зниження залежності ВСЗШ від коефіцієнта просторової кореляції

З аналізу залежностей (рис.7.1) випливає, що при малих значеннях  $\frac{P_{n\Sigma}}{\sigma_u^2}$  ВСЗШ у загальному вигляді наближається до верхньої межі, а при великих значеннях  $\frac{P_{n\Sigma}}{\sigma_u^2}$  – до нижньої. Разом із тим  $|\alpha_{1c}| \ll 1$ , незалежно від значення  $\frac{P_{n\Sigma}}{\sigma_u^2}$  ВСЗШ завжди наближається до верхньої межі. Отже, зменшуючи значення КПК  $|\alpha_{1c}|$ , можна значно поліпшити характеристики ААР у сталому режимі.

Підхід до оцінки характеристик ААР на основі використання коефіцієнтів просторової кореляції можна використовувати і при наявності двох і більше завад



[ 230-232]. Однак при цьому в якості КПК виступає узагальнений кут між  $\vec{V}_c$  і гіперплощиною, утвореною векторами  $\vec{V}_{n1}, \vec{V}_{n2}, \dots, \vec{V}_{nn}$ .

Відзначимо, що в загальному випадку КПК залежать від наступних факторів [228]:

- кута приходу корисного сигналу;
- кута приходу завади;
- розташування АЕ в решітці;
- орієнтації АЕ;
- характеристик спрямованості АЕ;
- поляризації корисного сигналу;
- поляризації завад.

Очевидно, що при побудові АР для зменшення КПК необхідно належним чином підбирати конфігурацію решітки, тип і орієнтацію АЕ.

Необхідно зазначити, що КПК впливають не тільки на вихідне ВСЗШ, але в ряді випадків і на швидкість збіжності процесу адаптації. Останнє твердження відноситься до алгоритмів управління ААР, що синхронізуються на основі градієнтного методу. Це викликано тим, що швидкість збіжності алгоритмів, заснованих на градієнтному методі, залежить від обумовленості (відношення найбільшого власного значення до найменшого) матриці Гессе (кореляційної матриці вхідних сигналів). Обумовленість же кореляційної матриці в свою чергу залежить від КПК.

Наприклад, можна показати, що у випадку, коли на вхід  $N$ -елементної ААР впливають корисний сигнал і одна потужна завада, власні значення кореляційної матриці мають вигляд [206].

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \sigma_w^2 + \frac{1}{2}(P_{c\Sigma} + P_{n\Sigma}) + \frac{1}{2}\sqrt{(P_{c\Sigma} - P_{n\Sigma})^2 + 4P_{c\Sigma}P_{n\Sigma}|\alpha_{1c}|^2} \\ \lambda_2 &= \sigma_w^2 + \frac{1}{2}(P_{c\Sigma} + P_{n\Sigma}) - \frac{1}{2}\sqrt{(P_{c\Sigma} - P_{n\Sigma})^2 + 4P_{c\Sigma}P_{n\Sigma}|\alpha_{1c}|^2} \\ \lambda_i &= \sigma_w^2, i = 3, \dots, N \end{aligned} \right\}. \quad (7.18)$$

Тоді, якщо  $|\alpha_{1c}| = 1$ , маємо

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \sigma_{uu}^2 + P_{c\Sigma} + P_{n\Sigma} \\ \lambda_2 &= \sigma_{uu}^2 \end{aligned} \right\}. \quad (7.19)$$

У свою чергу, коли  $|\alpha_{1c}| = 0$ , отримаємо

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \sigma_{uu}^2 + P_{n\Sigma} \\ \lambda_2 &= \sigma_{uu}^2 + P_c \end{aligned} \right\}. \quad (7.20)$$

Отже, коли  $P_c \gg \sigma_m^2$ , швидкість збіжності процесу адаптації при  $|\alpha_{1c}| = 0$  виявляється істотно вищою, ніж при  $|\alpha_{1c}| = 1$  виконанні рівності

$$\vec{V}_1 = c\vec{V}_c, \quad (7.21)$$

де  $c$  – комплексний скаляр. В свою чергу (7.21) задовольняється при виконанні наступних умов [233 ]

$$\left. \begin{aligned} |A_c^i| &= C_1 |A_{n1}^i| \\ \left( \arctg\left(\frac{\operatorname{Im}\{A_c^i\}}{\operatorname{Re}\{A_c^i\}}\right) - \arctg\left(\frac{\operatorname{Im}\{A_{n1}^i\}}{\operatorname{Re}\{A_{n1}^i\}}\right) - (\bar{k}_c - \bar{k}_{n1})r_i \right) &= 2\pi C_2 \\ i &= 1, \dots, N \end{aligned} \right\}. \quad (7.22)$$

де  $C_1$  і  $C_2$  – дійсні константи.

Умови (7.22) відповідно означають:

1. Відношення між коефіцієнтами підсилення сигналу і завади мають бути однаково для всіх АЕ.

2. Різниця фаз між сигналом і завадою, обумовлена місцезнаходженням елемента, а також відмінностями між фазовими  $A_c^i$  і  $A_{n1}^i$ , повинна бути визначена з

точністю до  $2\pi$  (вимога про площину фазового фронту корисного сигналу та завад).

Розглянемо більш докладно вплив окремих факторів, що визначають ефективність ПЧОС і отримаємо більш конкретні кількісні дані.

## 7.2 Аналіз ефективності методів ПЧД з урахуванням реальної ширини спектру прийнятих сигналів

Відомо, що алгоритми адаптивної просторової обробки сигналів (АПЧОС), синтезовані за різними критеріями, що передбачає наявність апріорної інформації при монохроматичному сигналі, з точністю до постійного множника сходяться до вирішення рівняння Вінера-Хопфа [183].

Проведемо порівняльну оцінку потенційних характеристик алгоритмів АПЧОС для випадку реальних (з ненульовою шириною спектру) сигналів і завад. При вирішенні цієї задачі обмежимося двома найбільш характерними критеріями: (мінімумом середньоквадратичного відхилення прийнятого сигналу від опорного (МСКВ) і максимумом вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завад і шумів (МВСЗШ). Для цих критеріїв оптимальні рішення мають вигляд []

$$\vec{W}|_{МСКВ} = R_{xx}^{-1} \vec{R}_{xt}, \quad (7.23)$$

$$\vec{W}|_{МВСЗШ} = \beta R_{ПШ}^{-1} \vec{V}_y, \quad (7.24)$$

де  $\vec{W}$  – вектор вагових коефіцієнтів (ВВК), що визначає амплітудно-фазовий розподіл струмів на виходах елементів-АР;

$R_{xx} = R_{ss} + R_{mm}$  – кореляційна матриця сигналу, завад і шуму;

$R_{ss} = E\{\vec{S}(t)\vec{S}(t)^+\}$  – кореляційна матриця сигналу;

$R_{ПШ} = E\{\vec{P}(t)\vec{P}(t)^+\} + \sigma_u^2 I$  – кореляційна матриця завад і теплового шуму;

$\vec{R}_{xx} = E\{\vec{X}(t)r(t)^*\}$  – вектор взаємної кореляції вхідного  $\vec{X}(t) = \vec{S}(t) + \vec{P}(t)$  і опорного  $r(t)$  сигналів;

$\vec{V}_y$  – вектор керування;

$\beta$  – коефіцієнт нормування;

$\vec{S}(t)$  – вектор сигналів на входах антенних елементів (АЕ);

$\vec{P}(t)$  – вектор завад на входах АЕ;

$\sigma_{ш}^2$  – дисперсія теплового шуму;

$I$  – одинична матриця;

$E\{\bullet\}$ ,  $*$ ,  $\mp$  – знаки математичного очікування, комплексного і ермітового сполучення відповідно.

В монохроматичному наближенні вектори  $\vec{S}(t), \vec{P}(t)$  можна представити у вигляді

$$\vec{S}(t) = \dot{s}(t)\vec{V}_c, \quad (7.25)$$

$$\vec{P}(t) = \dot{p}(t)\vec{V}_n, \quad (7.26)$$

де  $\dot{s}(t) = \dot{S}(t)e^{i\omega_0 t}$ ;  $\dot{p} = \dot{P}(t)e^{i\omega_0 t}$ ;  $\dot{S}(t); \dot{P}(t)$  – комплексні оригінальні сигнали і завади;

$\omega_0$  – робоча частота;

$\vec{V}_c^T = [1, e^{i\Phi_{c1}} \dots e^{i\Phi_{cN-1}}]$ ;  $\vec{V}_n^T = [1, e^{i\Phi_{n1}} \dots e^{i\Phi_{nN-1}}]$ ;  $\Phi_{cj}, \Phi_{nj}$  – фазові зрушення сигналу і завади, обумовлені різницею ходу (запізненням) між першим і  $j+1$  АЕ;

$^T$  – знак транспонування.

Використовуючи (7.25), (7.26), можна отримати наступні вирази для кореляційних матриць сигналу і завади:

$$R_{cc} = E\{\vec{S}(t)\vec{S}(t)^+\} = P_c \begin{pmatrix} 1 & e^{-i\Phi_{c1}} & \dots & e^{-i\Phi_{cN-1}} \\ e^{-i\Phi_{c1}} & 1 & \dots & e^{-i\Phi_{cN-2}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-i\Phi_{cN-1}} & e^{-i\Phi_{cN-2}} & \dots & 1 \end{pmatrix}, \quad (7.27)$$

$$R_{nn} = E\{\vec{P}(t)\vec{P}(t)^+\} = P_n \begin{vmatrix} 1 & e^{-i\phi_{n1}} & \dots & e^{-i\phi_{nN-1}} \\ e^{-i\phi_{n1}} & 1 & \dots & e^{-i\phi_{nN-2}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-i\phi_{nN-1}} & e^{-i\phi_{nN-2}} & \dots & 1 \end{vmatrix}. \quad (7.28)$$

де  $P_c = E\{\dot{S}(t)\dot{S}(t)^*\}$ ,  $P_n = E\{\dot{P}(t)\dot{P}(t)^*\}$  – потужності сигналу і завад.

Аналогічно для вектора  $\vec{R}_{xr}$  можна записати

$$\vec{R}_{xr} = E\{\vec{X}(t)r(t)^*\} = P_c \vec{V}_c, \quad (7.29)$$

(тут враховано взаємну некорельованість сигналу, завади і шуму і покладаючи  $r(t) = s(t)$ ).

При обліку міжелементної декореляції комплексних огинаючих складові векторів  $\vec{S}(t)$ ,  $\vec{P}(t)$  набувають вигляду

$$\dot{S}_j(t) = \dot{S}_j(t) e^{i\omega_0 t} e^{j\phi_{c1}}, \quad (7.30)$$

$$\dot{P}_j(t) = \dot{P}_j(t) e^{i\omega_0 t} e^{j\phi_{n1}}. \quad (7.31)$$

де  $\dot{S}_j(t)$ ,  $\dot{P}_j(t)$  – комплексні оригінальні сигналу завади на виході  $j$ -го АЕ.

Враховуючи вирази (7.30), (7.31), кореляційні матриці  $R_{cc}$  і  $R_{nn}$  представимо у вигляді

$$R_{cc} = P_c \begin{vmatrix} 1 & \rho_{c1} e^{-i\phi_{c1}} & \dots & \rho_{cN-1} e^{-i\phi_{cN-1}} \\ \rho_{c1} e^{-i\phi_{c1}} & 1 & \dots & \rho_{cN-2} e^{-i\phi_{cN-2}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{cN-1} e^{-i\phi_{cN-1}} & \rho_{cN-2} e^{-i\phi_{cN-2}} & \dots & 1 \end{vmatrix}, \quad (7.32)$$

$$R_{nn} = P_n \begin{vmatrix} 1 & \rho_{n1} e^{-i\phi_{n1}} & \dots & \rho_{nN-1} e^{-i\phi_{nN-1}} \\ \rho_{n1} e^{-i\phi_{n1}} & 1 & \dots & \rho_{nN-2} e^{-i\phi_{nN-2}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{nN-1} e^{-i\phi_{nN-1}} & \rho_{nN-2} e^{-i\phi_{nN-2}} & \dots & 1 \end{vmatrix}, \quad (7.33)$$

де  $\rho_{cj}$ ,  $\rho_{nj}$  – нормовані коефіцієнти взаємної кореляції комплексних оригінальних сигналу і завади на виходах 1-го і  $j+1$ -го АЕ.

Значення  $\rho_{cj}$  ( $\rho_{nj}$ ) залежать від ширини і форми спектру сигналу (завади). Наприклад, у разі, коли оригінальна спектру сигналу апроксимується гаусівській кривій, ця залежність має вигляд:

$$\rho_j = e^{-\frac{(\Delta\omega_j)^2}{4\pi}}, \quad (7.34)$$

де  $\Delta\omega$  – ширина спектру;

$\tau_j$  – груповий час запізнювання.

З аналізованої структури кореляційних матриць (7.27), (7.28), (7.32), (7.33), можна визначити, що в монохроматичному наближенні

$$\vec{W}|_{MCRB} \neq \vec{W}|_{MBC3II}.$$

Оцінимо відмінності векторів  $\vec{W}|_{MCRB}$  і  $\vec{W}|_{MBC3II}$ . Обмежимося випадком двоелементної АР і, підставляючи (7.32) (7.33) у вирази (7.23) і (7.24), отримаємо

$$\vec{W}|_{MCRB} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{P_c + \sigma_{III}^2}{P_{II}} - \rho^2 \left( \frac{P_c}{P_n} + e^{i(\phi_c - \phi_n)} \right) \\ \rho \left( e^{i\phi_c} + e^{i\phi_c} \left( \frac{P_c + \sigma_{III}^2}{P_n} \right) - e^{i\phi_n} - \frac{P_c}{P_n} \right) \end{vmatrix}, \quad (7.35)$$

$$\vec{W}|_{MBC3II} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{\sigma_{III}^2}{P_{II}} - \rho e^{i(\phi_c - \phi_n)} \\ \frac{\sigma_{III}^2}{P_n} e^{i\phi_c} + e^{i\phi_c} - \rho e^{i\phi_n} \end{vmatrix}, \quad (7.36)$$

де  $\rho_c = \rho_n = \rho$ ;  $\phi_{c1} = \phi_c$ ;  $\phi_{n1} = \phi_n$ .

Результати розрахунків залежності вихідного відношення потужності корисного сигналу до суми потужностей завади і шуму (ВСЗШ) від величини  $\rho$ , представлені на рис.7.2 (криві 1, 3 – вираз (7.35), криві 2, 4 – вираз (7.36)).

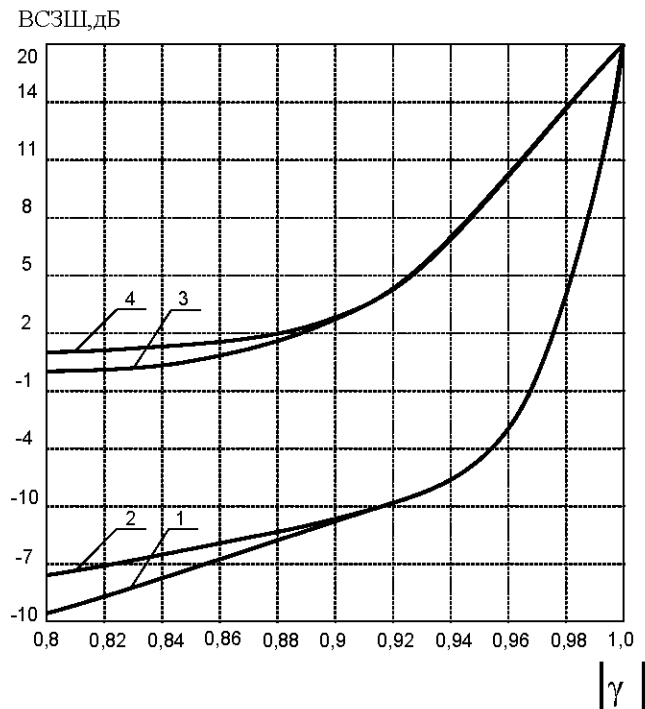


Рис.7.2. Графіки залежності ВСЗШ від величини КПК

При виконанні розрахунків використано наступні вихідні дані:

$$\phi_c = 0; \phi_n = \pi \sin 15^\circ = 0,812; 101g \frac{P_n}{P_c} = 20 \text{ дБ.}$$

$$101g \frac{P_n}{P_c} = 10 \text{ дБ (криві 1, 2); } 101g \frac{P_n}{P_c} = 3 \text{ дБ (криві 3, 4).}$$

Таким чином, врахована можливість перевищення сигналу заважає АС ( $P_s / P_n$ ) відповідно в 10 разів (криві 1,2) і в 2 рази (криві 3,4).

Аналіз графіків показує, що з розширенням спектру сигналів і завад ВСЗШ знижується практично до нуля. При реальній широкосмуговості в системах мобільного зв'язку  $\Delta\omega / \omega_0 = (0,001 \div 0,05)$  це зниження становитиме від 3 до 6 дБ. При цьому алгоритми, синтезовані за критерієм МВСЗШ менш чутливі до параметрів широкосмуговості, ніж алгоритми, синтезовані за критерієм МСКВ.

### 7.3 Аналіз впливу багатопроменевості сигналів на якість ПЧД

Незважаючи на відносно короткі лінії радіозв'язку в мобільних системах, прийняті сигнали відзначаються значними завмираннями. Причинами завмирань є багатопроменевий характер поширення радіохвиль. У розділі 2 були розглянуті рекомендації щодо мінімізації результатів багатопроменевості з використанням еквалізації. Разом із тим, залишкові явища все ж присутні і, отже, доцільно провести аналіз впливів багатопроменевості на якість ПЧОС на ПЧД.

Зазначимо, що у відомій літературі [235-238] прийнято вважати статистику завмирань в мобільних системах релеївською. Визначено, що релеївський розподіл амплітуди прийнятих сигналів призводить до найбільш важких умов прийому, коли повністю відсутня постійна складова квадратурних компонент випадкової амплітуди. Беручи версію релеївських завмирань, тим самим слід розраховувати на незадовільний результат. Розглянемо більш реалістичну ситуацію з розподілом випадкової амплітуди за законом Райса:

$$P(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} \exp\left(-\frac{x^2 + m_x}{2\sigma_x^2}\right) I_0\left(\frac{m_x x}{\sigma_x^2}\right), \quad (7.37)$$

$I_0$  – модифікована функція Бесселя 1-го роду нульового порядку;

$x = A(t) = \sqrt{A_s^2(t) + A_c^2(t)}$ ,  $A_c, A_s$  – відповідно косинусний та синусний квадратури.

Для Райсівського розподілення характерна наявність регулярної складової (ненульове середнє значення) квадратур  $A_c, A_s$ :  $m_c = m_s \neq 0$ .

Відомо також, що із збільшенням регулярної складової якість прийому поліпшується, зростає достовірність.

Розглянемо вплив багатопроменевості і розсіювання радіохвиль на ефективність процедур АПЧОС, синтезованих за критеріями МСКВ, МВСЗ і МВМ. Розмір еквівалентної апертури  $AP$ , розміщеної на щоглі БС, зазвичай



невеликий (до 10-15 довжин хвиль), тому для оцінки впливу багатопрореневості на ефективність алгоритмів АПЧОС скористаємося поданням прийнятих сигналів у вигляді суми регулярної та флуктуаційної складових.

Сигнали, що складаються з суми регулярної та флуктуаційної компонент, носять назву частково когерентних, при цьому ступінь когерентності визначається:

$$K_p = \frac{P_m}{\sigma_x^2} = 1 / K_\phi. \quad (7.38)$$

Для кількісної характеристики ефектів розсіювання використовуємо величину  $K_{\phi_l} = \frac{P_{\phi_l}}{P_p}$ , що представляє собою відношення потужностей флуктуаційної і регулярної складових прийнятих сигналів. Для моделювання явища зниження просторової когерентності прийнятих сигналів використовуємо припущення, що сигнали і завади представляються у вигляді суми регулярних та флуктуаційних складових при різних значеннях  $K_{\phi_l}$  і різному ступені просторової когерентності флуктуаційних компонент.

При аналізі багатопрореневості, обумовленої особливостями поширення радіохвиль і перевідбиття від різних навколишніх предметів, розглянемо дві граничні ситуації:

– сигнали, що прийшли з сусідніх променів, когерентні (така ситуація характерна для вузькосмугових у просторово-часовому сенсі сигналів і завад, і може бути як наслідком багатопрореневості, так і результатом наявності перевідбиття корисного сигналу);

– сигнали, що прийшли з сусідніх променів, некогерентні (такий випадок може мати місце при використанні широкосмугових сигналів (ШПС) і досить велика різниця ходу сусідніх променів).

Наприклад, якщо тривалість імпульсу псевдовипадкової послідовності (ПВП), що використовується для розширення спектру сигналу  $t_u = 200$  нс, то

зазначений ефект спостерігається при різниці ходу променів 60 і більше метрів, що практично не зустрічається відбиття від навколишніх предметів у мобільних системах зв'язку.

Некогерентна багатопрореневість еквівалентна наявності додаткових (некорельованих із корисним сигналом) завад і призводить до необхідності використання для їх придушення додаткових ступенів свободи ААР. Потужності інтерферуючих променів можуть бути співмірними, так і істотно відрізнятись в той чи інший бік [239-240].

Для опису зазначених варіантів багатопрореневості використано модель вхідних сигналів у вигляді  $(X)$ , а кількісну оцінку впливу розсіювання і багатопрореневості на ефективність ААР, що реалізує алгоритми, синтезовані за критеріями МСКВ, МВСЗ та МВМ, отримаємо шляхом імітаційного моделювання на ЕОМ.

Використовуємо алгоритми, що реалізують критерії МСКВ, МВСЗ і МВМ на основі градієнтного методу.

Для більшої спільності результатів і зіставлення їх з відомими розглянемо такі алгоритми, що реалізують критерій МСКВ на основі рішення рівняння Вінера-Хопфа шляхом безпосереднього звернення вибіркової кореляційної матриці (алгоритм БЗМ МСКВ) і на основі методу фільтрації Калмана-Б'юсі (алгоритм КБ).

Для досліджень використовуємо імітаційну модель чотирьохелементної лінійної еквідистантно АР з ізотропними і автономними АЕ, розосередженими в просторі на  $d_i = \frac{\lambda_c}{2}$  ( $\lambda_c$  – довжина хвилі корисного сигналу), а сигнально-завадова обстановка характеризувалася наступними параметрами: кут приходу корисного сигналу, відносно нормалі до лінії розташування АЕ  $\theta_c = 0^\circ$ , кут приходу завади  $\theta_n = 20^\circ$ , відношення потужностей сигналу і завади до потужності теплового шуму в тракці прийому корисного сигналу  $\frac{P_c}{\sigma_{ш}^2}$  і  $\frac{P_n}{\sigma_{ш}^2}$  відповідно дорівнюють 13 і 40 дБ.

В якості початкового значення ВВК для алгоритму МСКВ, МВСЗ і МВМ обрано вектор, що визначає ізотропне ХС решітки.

Результати розрахунків залежності ВСЗШ ( $h$ ), на вході ААР, що реалізує алгоритми МСКВ, МВСЗ, МВМ, БЗМ та КБ від співвідношення потужностей флукуаційної і регулярної складових ( $K_p$ ), показано на рис. 7.3 в припущенні, що флукуаційну компоненту має лише завада, а корисний сигнал залишається регулярним.

Вплив флукуації корисного сигналу на вихідний ВСЗШ представлено на рис.7.4. (при цьому флукуаційні складові сигналів на виходах окремих АЕ виявилися повністю когерентними між собою). Позначення залежностей на рис. 7.3 -7.4 наведено в табл.7.1.

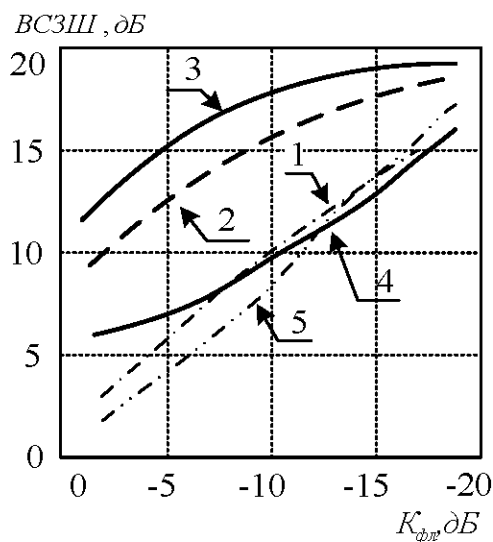


Рис.7.3. Залежність ВСЗШ від  $K_{\phi}$  завади

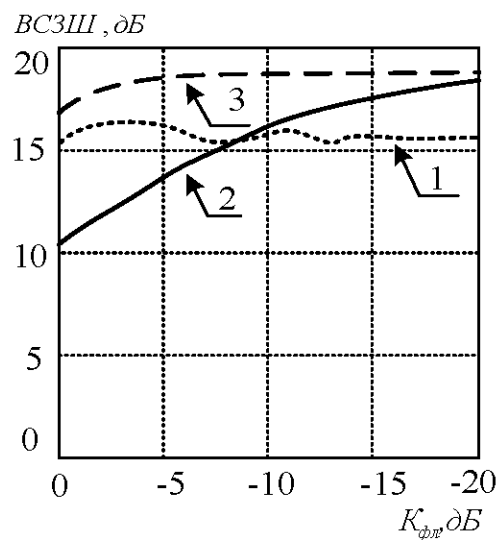


Рис.7.4. Залежність ВСЗШ від  $K_{\phi}$  сигналу

На рис.7.5–7.9 представлені результати розрахунку залежності вихідного ВСЗШ від ступеня просторової когерентності завад (нормованого коефіцієнта взаємної кореляції сигналів з виходів сусідніх АЕ ( $K_{12}$ )) для алгоритмів МСКВ, КБ, БЗМ МСКВ, МВСЗ та МВМ, а на рис.7.10. побудована залежність вихідного ВСЗШ ААР, що реалізує алгоритм БЗМ МСКВ при різному ступені когерентності корисних сигналів і завад для випадку, коли порушення просторової

когерентності моделювалося шляхом використання випадкових (корельованих між собою) початкових фаз сигналів (завад) на виходах АЕ). При цьому крива 1 відповідає випадку порушення просторової когерентності корисного сигналу, крива 2 – заваді.

Таблиця 7.1

Позначення залежностей на рис. 7.3 -7.4

Номер рисунка	Номер залежності	Алгоритм	$K_{\phi n}$	$K_{12}$
7.3	1	МСКВ	Змінна	1
	2	БЗМ МСКВ	-//-	-//-
	3	КБ	-//-	-//-
	4	МВСЗ	-//-	-//-
	5	МВМ	-//-	-//-
7.4	1	МВМ	Змінна	1
	2	БЗМ МСКВ	-//-	1
	3	БЗМ МСКВ	-//-	0

Графіки, позначені на рис.7.5 -7.9 цифрами 1,2,3 отримано значення  $K_p$  відповідно -20дБ; -6дБ; і -1,8 дБ).

З аналізу отриманих результатів випливає, що наявність випадкових флуктуацій компонент вхідних сигналів і завад завжди негативно позначається на ефективності АПЧОС і при цьому значно більше впливають випадкові флуктуації завад (залежно від рівня флуктуаційних складових втрати ефективності алгоритмів МСКВ та МВМ досягають 15 дБ).

Децю менші втрати властиві алгоритмам МВСЗ і БЗМ МСКВ, а в разі алгоритму КБ при значенні  $K_p = 2$  дБ ВСЗШ знижується тільки на 7 дБ. Флуктуації корисного сигналу призводять до помітних впливів тільки при використанні алгоритмів, синтезованих за критерієм МСКВ. Але і для цих процедур навіть при однакових умовах регулярної та флуктуаційної складових втрати не перевищують 6-7 дБ (рис.7.3). Причиною такого зменшення ефективності є відміну корисного сигналу від опорного.

Зменшення ступеня просторової когерентності завад призводить до значного зниження ефективності АПЧОС для всіх розглянутих алгоритмів. При

цьому зміна  $K_{12}$  в діапазоні [1-0,3] приводить до зниження ВСЗШ на 20 дБ в алгоритмі МСКВ, 16-18 дБ в алгоритмах МВМ, МВСЗ і БЗМ МСКВ та 15-16 дБ в алгоритмі КБ. Таким чином алгоритм КБ має кілька кращих характеристик порівняно з іншими як у разі наявності випадкових компонент, так і у випадку обробки частково когерентних завад. Що ж стосується корисного сигналу, то в разі його часткової когерентності такого зниження ефективності не відбувається, а спостерігається навіть певне поліпшення порівняно з випадком, коли випадкові складові сигналів на виходах окремих АЕ когерентні між собою. Даний ефект пояснюється тим, що порушення просторової когерентності може бути зведене до деякої невизначеності кутів приходу, наслідком якої є зменшення придушення відповідних сигналів, тобто знижується придушення як завади, так і корисного сигналу. Однак, вираш, який виникає за рахунок зменшення придушення корисного сигналу, здебільшого компенсується зменшенням його підсилення АР через некогерентне складання.

На рис.7.11 і 7.12 представлені результати дослідження алгоритму МСКВ для випадку, коли флуктуації здійснюються в тому ж масштабі часу, що і в алгоритмі КБ. Із зіставлення залежностей, представлених на рис.7.11, 7.12 з відповідними результатами для алгоритму КБ (рис.7.3 і 7.6), впливає, що дана ситуація ефективності алгоритмів приблизно однакова. Однак і для такого випадку алгоритм КБ більш доречний (прийнятний) для обробки частково когерентних сигналів (завад), оскільки його ефективність потенційно може бути покращена за рахунок використання матриці стану, ідентифікованої відповідно до матриці просторової когерентності сигналів з виходів АЕ.

Результати дослідження ефективності АПЧОС у разі наявності завад, когерентних із корисним сигналом, наведено на рис.7.13, а на рис.7.14 представлена діаграма спрямованості ААР, що реалізує алгоритм МВСЗ. При цьому криві 1, 2 і 4 на рис.7.13 відповідають алгоритмам МВСЗ, МВМ і МСКВ, початковий ВВК яких визначає ізотропну ХС решітки, а залежність 3 – алгоритму МСКВ для випадку, коли у вихідному стані АР сфазована на джерело корисного сигналу.

З аналізу отриманих залежностей випливає, що при наявності завад, когерентних з корисним сигналом, алгоритми МВСЗ і МВМ виявляються непридатними для виконання, оскільки вихідний корисний сигнал при цьому пригнічується до рівня шуму. Придушення корисного сигналу можна пояснити виродженням кореляційної матриці вхідних сигналів, зокрема одне власне число належить одночасно як корисному сигналу, так і когерентній з ним заваді. Відомі з літератури [206] способи усунення зазначеного ефекту призводять до значного ускладнення ААР, тобто неефективні стосовно зв'язку. Таким чином, багатопроменевість відіграє помітну негативну роль, і це необхідно враховувати при синтезі алгоритмів.

Водночас, можливе зменшення рівня багатопроменевості, наприклад, за допомогою раціонального розміщення АЕ в межах апертури АР. Крім цього, без ускладнення апаратури, наявності когерентних з сигналом завад можна уникнути за рахунок здійснення налаштування при відсутності корисного сигналу у вхідних реалізаціях, тобто під час "пауз" або у вільному частотному каналі ліній зв'язку зі стрибкоподібною зміною частоти.

До того ж, характеристиками алгоритму МСКВ при наявності когерентних завад, істотно відрізняються від МВСЗ або МВМ. Зокрема, ВСЗШ (придушення корисного сигналу) залежить від початкового ВВК (орієнтації максимуму результат-ної ХП). При орієнтації максимуму ХС в напрямку на джерело корисного сигналу може бути досягнуто ВСЗШ тільки на 3-7 дБ менше, ніж при відсутності когерентних завад.

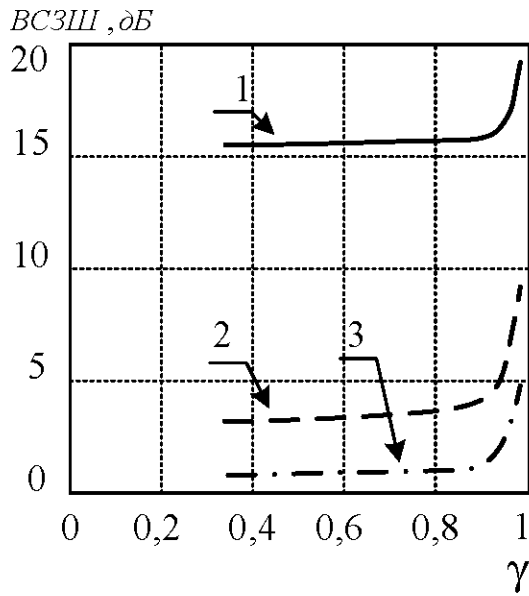


Рис.7.5. Залежність BC3II від  $\gamma$  завади (алгоритм МСКВ)

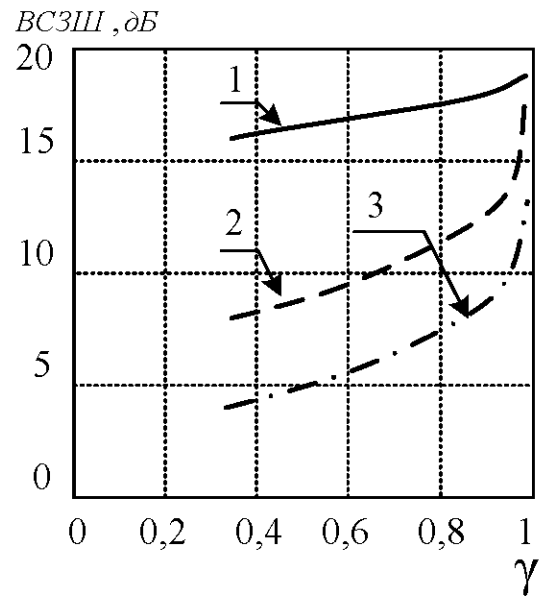


Рис.7.6. Залежність BC3II від  $\gamma$  сигналу (алгоритм Калмана-Б'юсі)

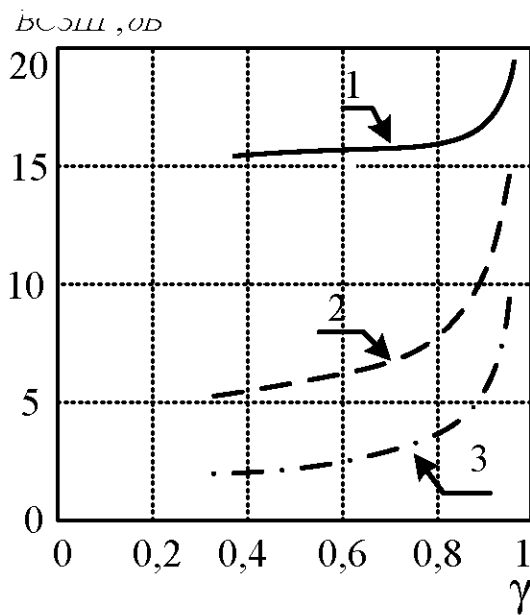


Рис.7.7. Залежність BC3II від  $\gamma$  завади (алгоритм БЗМ МСКВ)

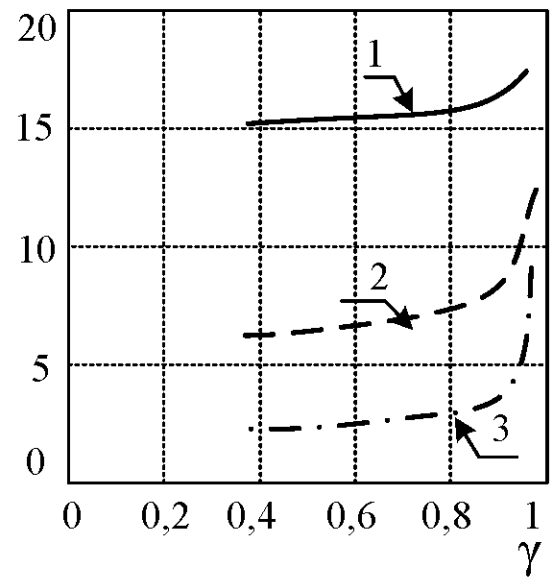


Рис.7.8. Залежність BC3II від  $\gamma$  сигналу (алгоритм MBC3)

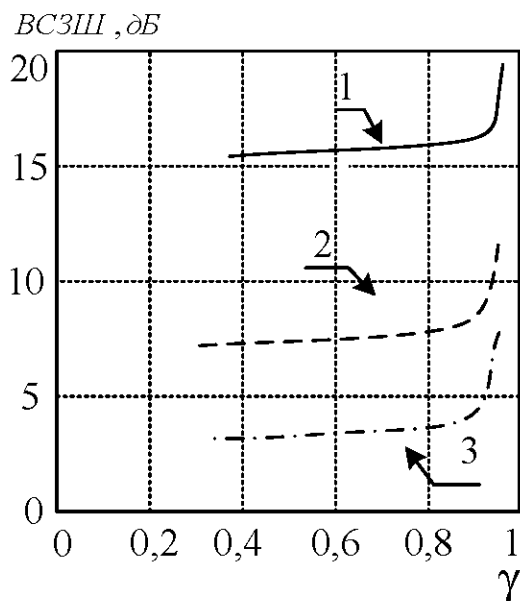


Рис.7.9. Залежність ВСЗІІ від  $\gamma$  завади (алгоритм МВМ)

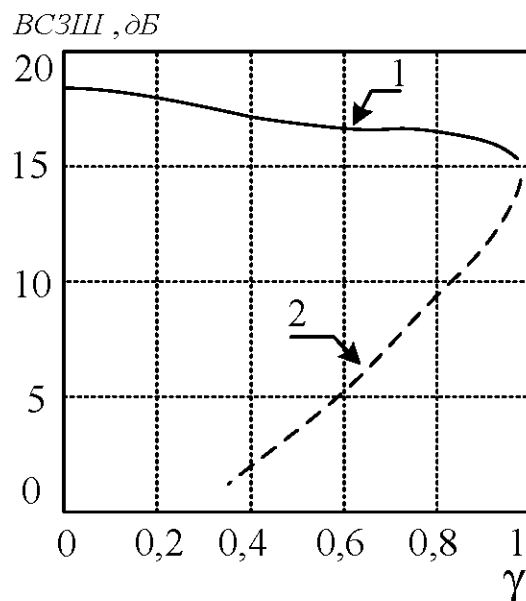


Рис.7.10. Залежність ВСЗІІ від  $\gamma$  сигналу, завади (алгоритм БЗМ МСКВ)

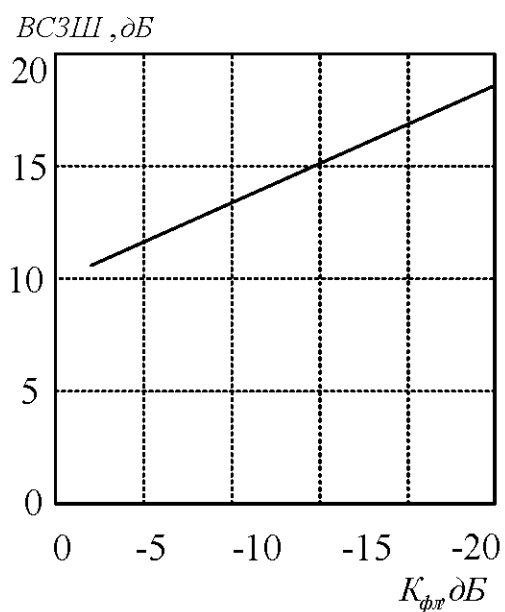


Рис.7.11. Залежність ВСЗІІ від  $K_{\phi_n}$  завади (алгоритм МВМ)

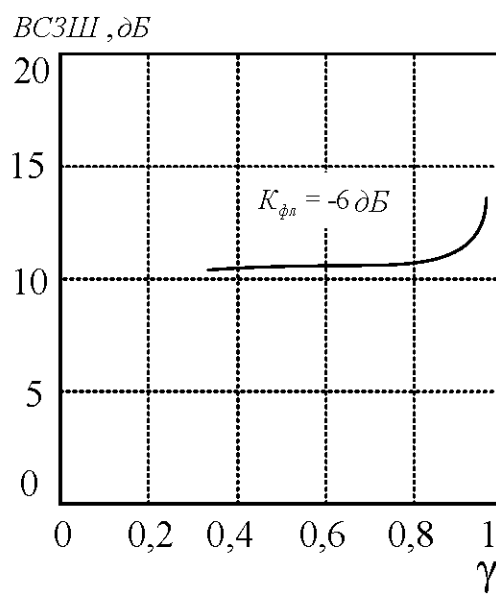


Рис.7.12. Залежність ВСЗІІ від  $\gamma$  сигналу, завади (алгоритм БЗМ МСКВ)



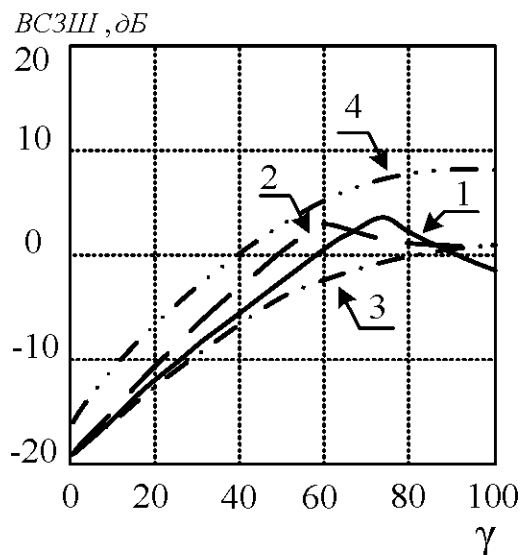


Рис.7.13. Покрокові значення ВСЗП при наявності завад, когерентних з корисним сигналом

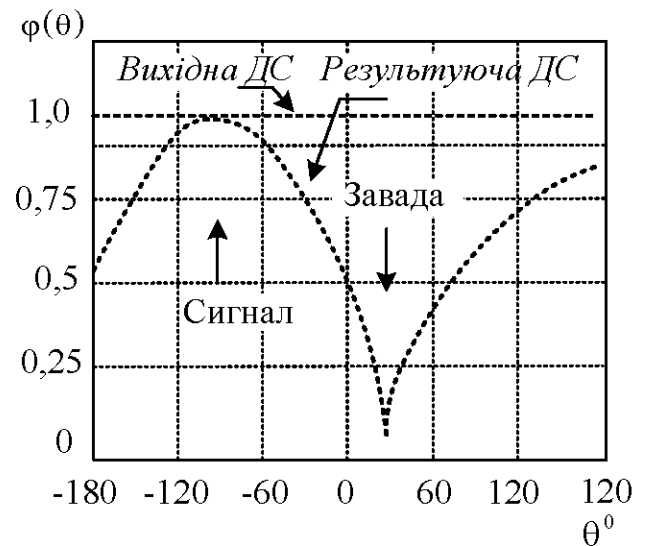


Рис.7.14. Діаграми спрямованості АР

Таким чином, алгоритм МСКВ можна використовувати в умовах багатопробності при відомому напрямку приходу корисного сигналу.

#### 7.4 Дослідження впливу початкових умов на ефективність задач ПЧД

З процесу вирішення багатьох розрахункових завдань відомо, що ефективність самого рішення (швидкість збіжності, залишкові помилки та ін.) багато в чому визначаються вдалим вибором початкових умов. У завданнях ПЧД швидкість збіжності алгоритму адаптації ААР відіграє принципову роль у тому сенсі, що всі процеси щодо організації ПЧД (виявлення сигналу виклику, визначення напрямку приходу, оцінка ВВК ААР, оцінка якості зв'язку та ін.) повинні завершитися за мінімальний час, що передуює наданню самої послуги, запропонованої АС.

Найбільш важливим у задачі ПЧД обмеженням є вибір початкового значення ВВК ААР. Структурна схема алгоритму ПЧД сигналів АС для рішення цієї задачі представлена на рис.7.15.

На рис.7.15 не показані всі інші елементи алгоритму: виявитель, ідентифікатор та ін.

Для проведення аналізу впливу початкових умов скористаємося значеннями ВВК у сталому стані (при  $k \rightarrow \infty$ ) [183]:

$$W(k+1) = [I - \mu R_{xx}]^{k+1} W(0) + \mu \sum_{i=0}^k [I - \mu R_{xx}]^i R_{xx}, \quad (7.39)$$

де  $\mu$  – узагальнена крокова постійна;

$R_{xx}$  – кореляційна матриця прийнятих сигналів завад і шуму.

При відсутності корисного сигналу цей же вираз набуває вигляду:

$$W(k+1) = [I - \mu R_{nn}]^{k+1} W(0) + \mu \sum_{i=0}^k [I - \mu R_{nn}]^i N. \quad (7.40)$$

При правильному виборі крокової постійної інші сигнали в експонованих рівняннях наближаються до відповідних оптимальним ВВК, а норми нульових доданків дорівнюють нулям.

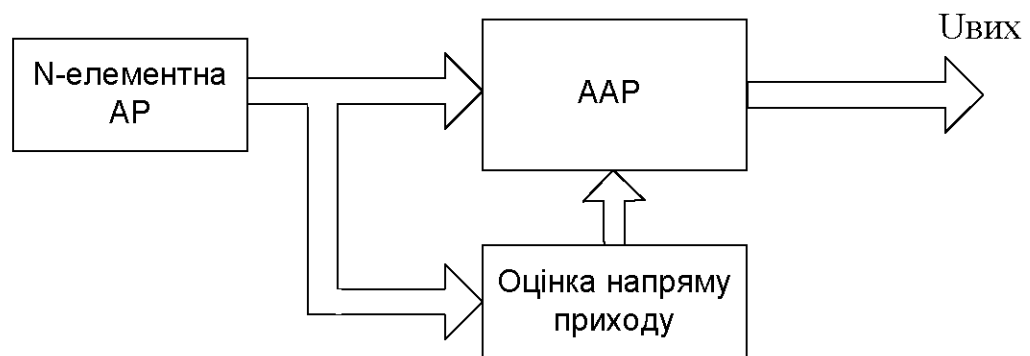


Рис.7.15. Структура алгоритму просторово-часового доступу сигналів АС з попередніми визначеннями напрямку приходу

Тому швидкість збіжності процедур зазвичай і визначається як швидкість спадання цих норм, яка, в свою чергу, пов'язана з мінімізованими власними числами матриць  $R_{xx}$  та  $R_{nn}$ . Справді, переходячи до систем координат, у яких  $R_{xx}$  та  $R_{nn}$  є діагональними, отримаємо

$$E\{\vec{W}(k+1)\} = Q^{-1}[I - \mu\Lambda]^{k+1}Q\vec{W}_{(0)} + \mu Q^{-1} \sum_{i=0}^k [I - \mu\Lambda]^i Q\vec{R}_{xc}, \quad (7.41)$$

$$E\{\vec{W}(k+1)\} = Q_1^{-1}[I - \mu\Lambda_1]^{k+1}Q_1\vec{W}_{(0)} + \mu Q_1^{-2} \sum_{i=0}^k [I - \mu\Lambda_1]^i Q_1\vec{H}, \quad (7.42)$$

де  $Q, Q_1$  – матриці перетворення координат, стовпцями яких є власні вектори  $R_{xx}$  і  $R_{nn}$ , а  $\Lambda, \Lambda_1$  – діагональні матриці, елементами яких є власні числа  $R_{xx}$  і  $R_{nn}$ . Однак відомо, [241-244], що згадана вище збіжність («сильна» збіжність), що визначається з умов близькості налаштовуваного вектора до оптимального за нормою

$$\|\vec{W}(k) - \vec{W}_{opt}\| \rightarrow 0 \quad (7.43)$$

не є необхідною для початкової ділянки налаштування при правильно вибраному  $\vec{W}_0$ . Тому можна виділити дві основні характеристики збіжності – придушення завад (І) в сенсі близькості настроюваного ВВК. Очевидно, що збіжність залежить як від вибору  $\vec{W}_0$ , так і поточної завадової ситуації і визначається найменшим власним числом кореляційної матриці вхідних сигналів, що задовольняє умову

$$\lambda_n > \lambda_{\min} = \sigma_{mi}^2. \quad (7.44)$$

Збіжність визначається виконанням умови (7.43) і залежить від  $\lambda_{\min}$  (тобто вона залежить тільки від  $\vec{W}_0$ ). Отже, виходячи з умови (7.43) та на виконання вимоги максимізації ВСЗШ, отримаємо, що для досягнення найбільшої швидкості

збіжності в сенсі близькості настроюваного ВВК до оптимального, початковий ВВК необхідно вибирати погодженим з корисним сигналом, тобто  $\vec{W}_0$  повинен забезпечувати орієнтацію максимуму ХС у напрямку приходу корисного сигналу. Вважаючи, що корисний сигнал визначається виразом  $x(k) = x_c(k) + x_n(k) + x_{ш}(k)$ , отримаємо, що початковий ВВК має вигляд

$$\vec{W}_0 = k_n \vec{V}_c^* \quad (7.45)$$

де  $k_n$  – постійний коефіцієнт;

$\vec{V}_c^T = [1, e^{i\varphi_{c1}}, e^{i\varphi_{c2}}, \dots, e^{i\varphi_{c(N-1)}}]$  – вектор напрямку.

Очевидно, вектор напрямку  $\vec{V}_c^T$  може бути відомий заздалегідь або визначений методами напрямку приходу корисного сигналу.

Покрокові значення ВСЗШ при наявності на вході лінійних (2-х та 4-х елементних з  $d_i = \lambda_c / 2$ ) ААР однієї завади представлені на рис. 7.16 і 7.17 для алгоритму МСКВ та на рис. 7.18, 7.19 – для алгоритму МВСЗ.

При цьому розглядався  $\vec{W}_0$ , що задовольняє (7.44), а також інший граничний випадок, коли  $\vec{W}_0$  визначає вихідну ХС, постійну для всіх кутів приходу сигналів (ізотропне ХП). ( $\vec{W}_0^T = [1000]$ ;  $\vec{W}_0^T = [10000000]$ ). Істинне значення ВВК позначено  $\vec{W}_{01}$ ,  $\vec{W}_{02}$  – ізотропна ДН. Потужності корисного сигналу, завади і шуми на вході ААР

задовольняли співвідношення:  $\frac{P_c}{\sigma_{mi}^2} = 13$  дБ,  $\frac{P_n}{\sigma_{mi}^2} = 40$  дБ. Покрокові залежності

ВСЗШ на виході ААР наведені при наявності на вході решітки двох завад з кутами приходу  $\theta_{n1} = 15^\circ$ ,  $\theta_{n2} = 45^\circ$  для яких  $\frac{P_{n1}}{\sigma_{mi}^2} = 40$  дБ та  $\frac{P_{n2}}{\sigma_{mi}^2} = 34$  дБ, а також

$\frac{P_{n1}}{\sigma_{mi}^2} = \frac{P_{n2}}{\sigma_{mi}^2} = 40$  дБ. Позначення графіків (рис.7.16 -7.21) наведені в таблиці 7.2.

З аналізу розрахункових залежностей (рис.7.16 - рис.7.21) випливає, що вибір  $\vec{W}_0$  у вигляді (7.45) дозволяє не тільки істотно поліпшити перехідні

характеристики алгоритмів, що на практиці також досить значно (до 4 дБ для чотирьохелементної АР) збільшує можливе ВСЗШ.

Таблиця 7.2

## Алгоритми ефективності АПЧОС

Номер рисунка	Алгоритм	Номер залежності	град.	град.	Початковий ВВК	Кількість АЕ
7.16	МСКВ	1	0	45	$\vec{W}_{01}$	2
	МСКВ	2	0	45	$\vec{W}_{02}$	2
	МСКВ	3	0	15	$\vec{W}_{01}$	2
	МСКВ	4	0	15	$\vec{W}_{02}$	2
7.17	МСКВ	1	0	15	$\vec{W}_{01}$	4
	МСКВ	2	0	15	$\vec{W}_{02}$	4
7.18	МВСЗ	1	0	45	$\vec{W}_{01}$	2
	МВСЗ	2	0	45	$\vec{W}_{02}$	2
	МВСЗ	3	0	15	$\vec{W}_{01}$	2
	МВСЗ	4	0	15	$\vec{W}_{02}$	2
7.19	МВСЗ	1	0	15;45	$\vec{W}_{01}$	4
	МВСЗ	2	0	15;45	$\vec{W}_{02}$	4
7.20	МСКВ	1	0	15;45	$\vec{W}_{01}$	4
	МСКВ	2	0	15;45	$\vec{W}_{02}$	4
7.21	МВСЗ	1	0	15;45	$\vec{W}_{01}$	4
	МВСЗ	2	0	15;45	$\vec{W}_{02}$	4

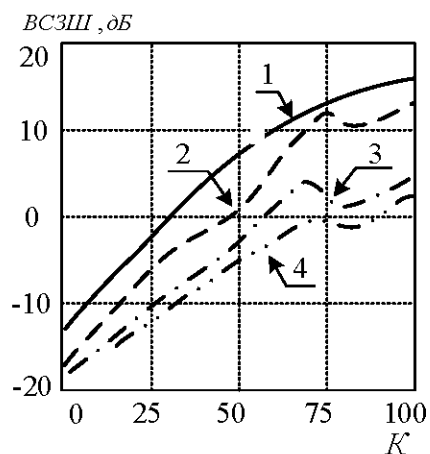


Рис.7.16. Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МСКО)

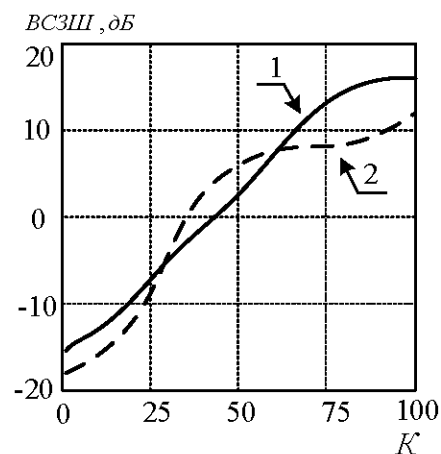


Рис.7.17. Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МСКО)

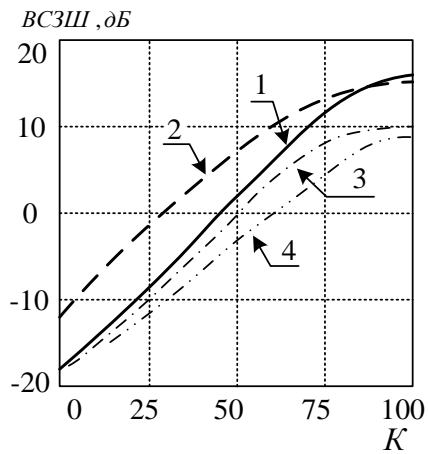


Рис.7.18. Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МОСП)

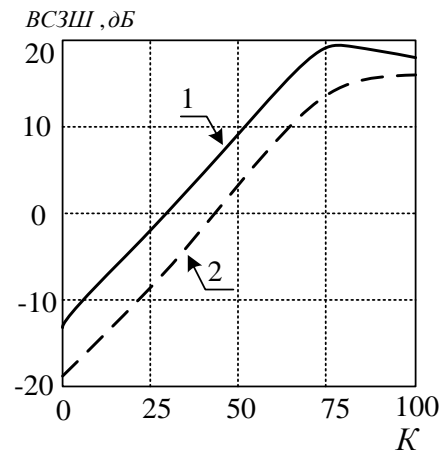


Рис.7.19. Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МОСП)

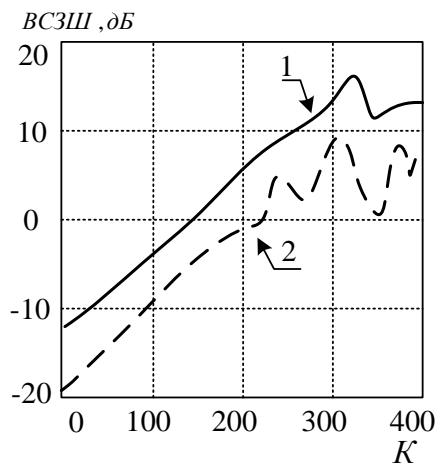


Рис.7.20. Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МОСП)

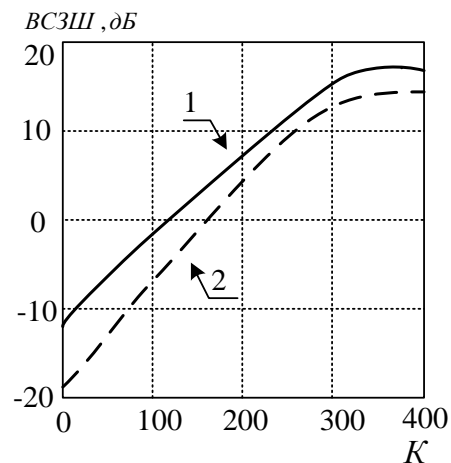


Рис.7.21. Покрокові залежності ВСЗШ (алгоритм МОСП)

Збільшення ВСЗШ пояснюється тим, що при довільному виборі  $\bar{W}_0$ , виконання умов збіжності налаштованого ВВК до оптимального не вдається отримати навіть при числі ітерацій більш ніж на порядок, що перевищує значення, необхідного для досягнення цієї збіжності.

Таким чином, із проведеного аналізу випливає ряд рекомендацій щодо вибору початкових значень ВВК:

1. Для алгоритму МСКВ, а також алгоритму МВСЗ, використовуваного при відсутності корисного сигналу, максимальне ВСЗШ досягається при виборі початкового ВВК, погодженого із фронтом хвилі корисного сигналу (вже для чотирьохелементної АР досягається ВСЗШ при такому  $\vec{W}_0$  на 4 дБ більше, ніж у випадку  $\vec{W}_0$ , визначає ізотропне ХП). У цьому випадку істотно збільшується швидкість збіжності в сенсі близькості настроюваного ВВК до оптимального. Процедури з таким ВВК можуть використовуватися в безпроводових системах зв'язку з ПЧД при відомому напрямку приходу сигналів.

2. Алгоритм МВМ доцільно використовувати для налаштування ААР при відсутності у вхідних реалізаціях корисного сигналу, і при цьому максимальна ВСЗШ також досягається при початковому ВВК, що узгоджена з фронтом хвилі корисного сигналу. При цьому потенційно досягне ВСЗШ менше, ніж у випадку алгоритму МВСЗ.

## 7.5 Виявлення та оцінка кількості активних абонентських станцій

Для вирішення задач просторово-часового доступу абонентських станцій до базової станції в якості попередньої процедури необхідно вирішити проблему виявлення наявності заявки АС на зв'язок і оцінити їх кількість з тим, щоб раціонально розподілити просторово-часовий ресурс, утворений багатопроменевими антенними ґратами (МПАГ). Вирішенню цієї проблеми присвячено досить багато робіт [245-254], проте запропоновано рішення в основному стосовно конкретної сигнально-завадової обстановки. Умови функціонування мобільних систем зв'язку відрізняються значним рівнем апріорної невизначеності як відносно корисних сигналів  $\vec{x}(k)$ , так і діючих завад  $\vec{v}(k)$ . Слід зазначити, що в області верхньої частини дециметрового діапазону, виділеної для мобільних систем, крім типово внутрішніх шумів приймачів, мають місце і значні рівні зовнішніх шумів, обумовлених специфікою функціонування цих систем, що ускладнює вирішення поставленої задачі. Розглянемо більш докладно процедури виявлення і оцінки числа активних абонентських станцій у різних умовах сигнально-завадової обстановки.

### 7.5.1 Зміст задачі виявлення і оцінки числа активних АС

В якості основної використовуємо процедуру аналізу структури вибіркової коваріаційної матриці:

$$M_{xx}(k) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \bar{x}(k)^+ \bar{x}(k), \quad (7.46)$$

де  $\bar{x}(k) = (x_1(k); x_2(k), \dots, x_n(k))$  – комплексний вектор корисних сигналів з виходів  $n$ -елементної антенної решітки;  $x_i(k)$  – комплексний сигнал на виході  $i$ -го антенного елемента,  $k$  – розмір вибірки; “+” – знак комплексного сполучення.

Слідуючи відомим підходам [246–264], процедуру виявлення і оцінки числа активних станцій будемо будувати на розкладанні матриці  $M_{xx}(k)$  в спектр за власним значенням  $\lambda_i$ , упорядкованих у порядку спадання і порівнянні їх із граничними значеннями, які визначаються рівнем шумів. Даний підхід, пов’язаний з поділом сигнального і шумового підпросторів, в даному випадку доречний у зв’язку з припущенням про те, що сама вибірка  $\bar{x}(k)$  буде здійснюватися на коротких часових інтервалах  $T_u \leq \tau_{MB}$ , де  $\tau_{MB}$  – тривалість мінівікна, що формує заявку на зв’язок, і в тому, що за цей час  $T$  шумова обстановка істотно не зміниться, залишається стаціонарною. Дослідження показують [245,247], що спектр середніх шумових значень вибіркової коваріаційної матриці може бути апроксимований експонентою

$$\lambda_i = \rho_\lambda e^{-(i-1)\sigma_v}, \quad (7.47)$$

де  $\sigma_v = (12/nk)^{1/2}$  – параметр експоненти;  $\rho$  – параметр розподілу,  $n$  – число антенних елементів. Середнє власне значення  $\lambda_i$  використовується для формування векторного порога і обчислюється за стандартною формулою:



$$\lambda_{cp} = \frac{1}{i} \sum_{i=1}^i \lambda_i. \quad (7.48)$$

Спектр власних значень матриці  $M_{xx}$  складається очевидно з  $n$  величин, серед яких перші  $m$  – відповідають сигнальним компонентам, що залишилися  $n-m$  – шумовими. При цьому перші  $m$  значень містять як сигнальні, так і шумові складові. Для їх поділу побудуємо функцію прогнозу для середніх шумових власних значень. Використовуємо для цього критерій мінімального середньоквадратичного відхилення (МСКВ)

$$\sigma^2 = \left\{ \sum_{i=m+1}^n [\rho_\lambda \exp\{(i-1)\sigma\} - \lambda_i] \right\}^2 \overline{\rho_\lambda}, \quad (7.49)$$

де  $\sigma^2$  – дисперсія помилок апроксимації шумових власних значень.

Мінімізацію критерію (7.49) здійснимо, взявши похідну і прирівняємо її до нуля:

$$\frac{d\sigma^2}{d\rho_\lambda} = 2\rho_\lambda \sum_{i=m+1}^n \exp\{-2(i-1)\sigma\} - 2 \sum_{i=m+1}^n \lambda_i \exp\{-(i-1)\sigma\} = 0.$$

Звідси отримуємо шукане значення

$$\rho_\lambda = \frac{\sum_{i=m+1}^n \lambda_i \exp\{-(i-1)\sigma\}}{\sum_{i=m+1}^n \exp\{-2(i-1)\sigma\}}. \quad (7.50)$$

Середня потужність шуму, що отримується на  $i$ -відліках:

$$P_{u(cp)} \cong \frac{1}{i} \sum_{i=1}^n \rho_\lambda \exp\{-(i-1)\alpha\}. \quad (7.51)$$

Основна мета: визначення значення  $m$  - оцінки та виявлення числа робочих станцій може бути вирішена у вигляді ітераційної процедури з перевіркою на кожному черговому кроці гіпотези про наявність власного значення (наявності станції). Шукані оцінки середніх значень шумових складових у перших  $m$  сигнальних власних значеннях знаходять з використанням підстановки отриманого  $\rho_\lambda$  в вираз (7.47). Ці значення в детекторі використовуються в ролі порога в критерії перевищення. Перевірка проводиться, починаючи з  $m = n - 1$  і закінчується, коли  $m = M$ . Очевидно, якщо поріг не перевищено, то слід вважати, що станції немає. Кількість перевищень порога дорівнює числу станцій.

Структурна схема пристрою виявлення і оцінки, що реалізує запропонований алгоритм, представлена на рис.7.22.

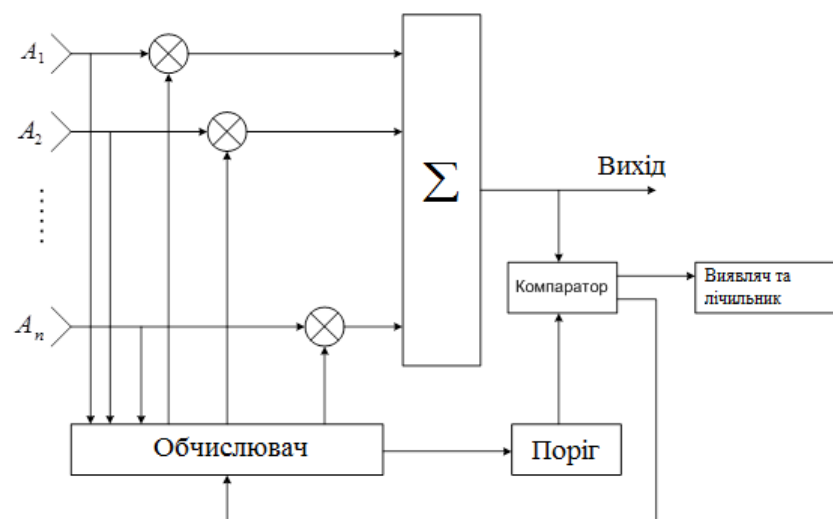


Рис.7.22. Структурна схема пристрою виявлення та оцінки

На практиці при використанні технології LTE-A, коли число АС в одній соті може досягати числа 200, така процедура буде корисною і для тих технологій, де методи ПЧД не використовуються, особливо для полегшення доступу до технологій ВЕВ, SIC та ін. У припущенні використання технології ПЧД ситуація з виявленням числа активних станцій спрощується. Так, якщо припустити, що БПА володіє 16 променями, то в кожному промені слід очікувати не більше 2-3 виявлень.

### 7.5.2 Адаптивне рішення задачі виявлення та оцінки числа АС

У розглянутому вище рішенні передбачається рівність власних значень, пов'язаних із шумовими компонентами. У реальності за рахунок відмінностей спектральної густини потужності (СГП) шуму, за рахунок нестационарності й наявності випадкових викидів шуму в одному або деяких  $i$ -каналах прийому можлива поява фіктивних тривог (помилки виявлень). Таким чином, завдання набуває властивостей невизначеності, що вимагає відповідних методів подолання цієї невизначеності.

У Додатку Б представлено результати отримання невизначеності за результатами практичних і теоретичних даних по дослідженню параметрів невизначеності прямих та польових вимірювань радіоелектронних засобів БС GSM у київській обл..

Відомі різні методи: адаптивні, параметричні або непараметричні; робасні, інваріантні та ін. [255]. Найбільш раціональним є адаптивний варіант рішення, оскільки ідентифікації підлягає лише одна характеристика: слід вибіркової коваріаційної матриці  $t_z\{M_{xx}\}$ . Вирівнявши відповідні власні значення, приходимо до описаного вище алгоритму.

Отримаємо значення вирівнювальних вагових коефіцієнтів  $w_j(k)$ , що утворюють матрицю

$$W(j) = \begin{pmatrix} w_1(j) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & w_2(j) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & w_n(j) \end{pmatrix}, \quad (7.52)$$

де  $j$  – номер кроку процедури вирівнювання. Вибіркова коваріаційна матриця з урахуванням (7.52) набирає вигляду:

$$M_{xx}(j) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k W(i) X(k) X^+(k) W(j). \quad (7.53)$$

Знаходимо слід матриці (7.53), який набуває вигляду:

$$t_r M_{xx}(j) = w_1^2(j)m_{11}(1) + w_2^2(j)m_{22}(1) + \dots + w_n^2(j)m_{nn}(1), \quad (7.54)$$

де  $m_{ii}$  – початкові значення діагональних елементів вибіркової коваріаційної матриці тобто

$$t_z \{M_{xx}\} = M_{xx}(1) = \sum_{i=1}^n z_{ii}(1). \quad (7.55)$$

Перегрупувавши (7.54) та (7.55), отримуємо:

$$w_m^2(j)m_{mm}(1) + K \sum_{i=1}^n w_i^2(j)m_{ii}(1) = t_r M_{xx}(1), \quad (7.56)$$

де  $K = \frac{t_z M_{xx}(1) - w_m^2(j)m_{mm}(1)}{\sum_{i=1}^n w_i^2(j)m_{ii}(1)}$  – нормуючий множник, призначений для збере-

ження незмінності сліду  $t_r M_{xx}$  при зміні вагових множників  $w_m(j)$ .

Алгоритм адаптивної задачі з виявлення та обчислення кількості АС представлений на рис.7.23 [249].

Очевидно, область визначення вагових множників  $w_m(j)$  знаходиться в інтервалі

$$0 \leq w_m(j) \leq \sqrt{\frac{t_z M_{xx}(1)}{M_{mm}(1)}}. \quad (7.57)$$

Адаптивне вирівнювання рівнів шумів за  $n$ -каналами прийому буде здійснюватися шляхом розв'язання оптимізаційної задачі максимізації мінімального свого значення

$$\max \{\lambda_n(w_1, w_2, \dots, w_n)\}. \quad (7.58)$$

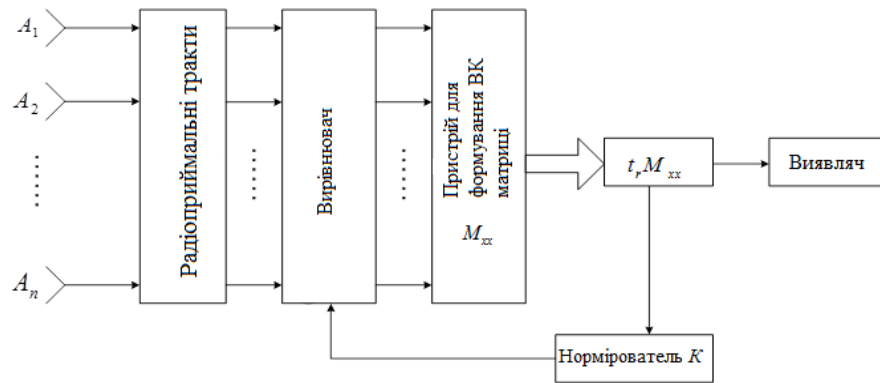


Рис.7.23. Алгоритм адаптивного виявлення та обчислення кількості активних АС

Процедура вирівнювання (7.56) при цьому виступає в ролі одного з обмежень загальної оптимізаційної задачі. Максимізація значення критерію оптимальності (7.58) може бути виконана методом координатного спуску. При цьому максимумами  $\lambda_i$  повинні знаходитися на інтервалі (7.57) за кожним з вагових множників  $w_m(j)$ . Необхідність використання розглянутої адаптивної процедури обґрунтована нестационарністю статистики каналів мобільного зв'язку, особливо якщо обслуговуються мобільні абоненти.

## 7.6 Висновки до 7-го розділу

1. Ефективність методів ПЧД безпосередньо визначається якістю алгоритмів просторово-часової обробки. Факторами впливу є: процедури управління ВВК, кількість і властивості АЕ, конфігурація антенної решітки, наявність взаємних впливів між АЕ та впливу навколишніх предметів (щогли, покрівлі та ін.), багатопроменевість прийнятих сигналів, число завадових сигналів інших АС при обробці даної АС, широкосмуговість самих інформаційних сигналів та ін. Усі наведені фактори різною мірою негативно впливають на якість ПЧД. Ряд цих дестабілізаційних факторів варто враховувати при аналізі; вплив інших вдається мінімізувати за рахунок різних компенсаційних методів.

2. Розроблена методика оцінки якісного і кількісного впливу суми дестабілізаційних факторів, що беруть участь у технології ПЧД зводиться до самої

залежності показника ВСЗШ від рівня взаємодії вектора напрямку корисного сигналу і векторів напрямку завадових сигналів. В ідеальній обстановці вектор корисного сигналу ортогональний простору завадових сигналів. У реальності ця ортогональність порушується. Кількісно це порушення виражається в зниженні коефіцієнта просторової когерентності, що представляє по суті значення скалярного добутку зазначених векторів, і відносний показник ВСЗШ (ВСЗШ максимально знижується пропорційно КПК).

3. Є ряд дестабілізаційних факторів, що піддаються контролю, і які відносно просто можна врахувати при проектуванні мобільної системи з ПЧД. До числа таких належать: вибір міжелементної відстані АЕ слід встановлювати  $d = \lambda / 2$ , що виключає появу інтерференційних ґраткових нулів; у всіх АЕ слід вибирати ідентичні характеристики; різниця фаз між векторами сигналу і завад повинна бути постійною (вимоги до площини фазового фронту корисного сигналу та завад).

4. Здійснено розробку методики аналізу ефективності методів ПЧД з урахуванням реальної ширини спектру прийнятих сигналів. Суть методики полягає у порівнянні ефективності (ВСЗШ) обробки монохроматичних сигналів  $\Delta\omega / \omega_0 \rightarrow 0$  і сигналів з кінцевою відносною шириною спектру  $\Delta\omega / \omega_0 = (0+1)$ . У припущенні рівності частотно-часових характеристик сигналу і завад (характерного для МС) отримані залежності втрати показника ефективності при різних значеннях коефіцієнта кореляції сигналів (при гауссовій залежності від ширини спектру).

5. Здійснено розробку методики аналізу ефективності методів ПЧД з урахуванням наявності багатопроменевого характеру поширення радіохвиль. В якості статистичної моделі багатопроменевого сигналу прийнята райсівська (узагальнена релеївська) модель випадкової амплітуди. Як аргумент впливу на якість ВСЗШ використано відношення рівнів флуктаційної і регулярної компонент. Використання райсівської моделі дозволяє досліджувати широкий діапазон ситуацій: від відсутності регулярної складової (модель Релея) до повністю регулярного

подання (канал без завмирань). Широке використання в літературі релеївських моделей виправдане з позиції розрахунку на найгірший випадок.

6. Проведений детальний аналіз ПЧОС при різних відношеннях флуктуаційної і регулярної квадратурних складових компонент. З результатів аналізу випливає, що наявність флуктуації як сигналів, так і завад завжди погіршує ефективність ПЧОС. При цьому флуктуації завад характеризуються більшою деструктивною дією, ніж флуктуації сигналів при інших рівних умовах.

7. Різні алгоритми ПЧОС відзначаються різною ефективністю в умовах флуктуацій сигналів і завад. Більш високу ефективність демонструють алгоритми МСКВ та МВМ. Разом з тим, значний потенціал засвідчують рекурсивні алгоритми, оскільки алгоритм обробки з використанням процедури Калмана-Б'юсі в умовах флуктуації більш ефективний на 7-10 дБ.

8. Помітне зниження ефективності спостерігається при зменшенні системи просторової когерентності завад. Має місце при цьому неточність фазового фронту завадових сигналів відповідно до дії аналогічно вибіркового значень при оцінці оберненої матриці. Дані втрати ефективності притаманні асимптотичним методам оцінки ВВК. Рекурсивні алгоритми помітних втрат ефективності не демонструють. Таким чином, при практичній реалізації методів ПЧД доцільно або зменшувати апертуру АР під час використання алгоритмів оцінки коваріаційної матриці, або застосовувати рекурсивні алгоритми типу КБ. При реалізації ПЧД вибір початкових значень ВВК відіграє важливу роль, оскільки при цьому скорочується час перехідного режиму і дещо поліпшується співвідношення ВСЗШ у сталому режимі.

9. Для боротьби з багатопроблемним характером сигналів і завад доцільно використовувати комплекс заходів, включаючи еквалайзинг, ПОВЗ, рознесений прийом, стійкі до флуктуацій просторово-часові методи. Аналіз наведених графіків показує (рис.7.20) що при наявності двох незалежних завад більший ефект (більш проста завадова обстановка) виникає, якщо обидві завади приходять з одного напрямку ( $15^0$ ). При різних кутах приходу ( $15^0, 45^0$ ) навіть при менших рівнях завад погіршується якість обробки.

## РОЗДІЛ 8

### АНАЛІЗ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ ПРИ ВИКОРИСТАННІ АЛГОРИТМУ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО МНОЖИННОГО ДОСТУПУ

#### 8.1 Механізми використання адаптивних антенних решіток у системах мобільного зв'язку 4G

Найважливіша особливість сучасних стандартів мобільного зв'язку і безпроводового доступу 4G (LTE, IEEE 802.16m), а також перспективних систем 5G принципово відрізняє їх від стандартів попередніх поколінь зокрема наявністю засобів підтримки адаптивних антенних решіток (AAP), а також іншими способами використання антен [265-267]. Так, наприклад, підтримка AAP у специфікації IEEE 802.16m означає модифікацію протоколів на фізичному і MAC-рівнях, наявність спеціальних повідомлень для керування і контролю для роботи з адаптивними антенами.

На прикладі системи безпроводового мобільного доступу стандарту IEEE 802.16m, орієнтованого на надання послуг мобільного зв'язку, розглянемо процедури підтримки використання AAP.

Стандарт IEEE 802.16m допускає транслявання в рамках одного кадру як не спрямованого, так і спрямованого (за допомогою AAP) трафіку (рис.8.1), для чого використовуються спеціальні повідомлення.

У режимі AAP можливі два механізми призначення частотних ресурсів – сканування карт (Diversity-Map Scan) і прямої сигналізації (Direct Signaling).

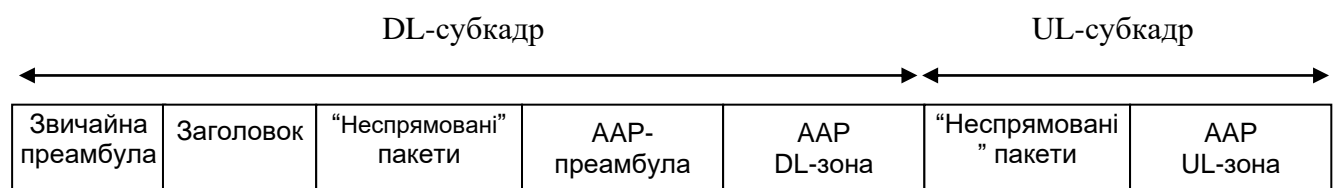


Рис.8.1. Структура кадрів із зоною спрямованих пакетів AAP IEEE802.16m



Механізм Diversity-Map Scan. У режимі OFDMA передбачено два методи роботи з AAR – з розподіленими несучими (FUSC, PUSC) і з сусідніми несучими (AMC). Кожен із методів на початку AAR-зони передбачає передачу OFDMA-символу преамбули AAR-зони і заголовка з префіксом AAR-зони. Для передачі цих повідомлень в AAR-зоні спадного субкадру виділені спеціальні підканали (два старших для FUSC/PUSC, а також четвертий від початку і четвертий з кінця підканали в AMC). Повідомлення в цих підканалах можуть повторюватися кілька разів, до того ж, якщо використовується не широкосмугова трансляція, а передача з перемиканням променів, повідомлення з префіксом дійшли б до всіх АС. У префіксі вказується код променя антени, тип і розміри преамбули AAR-зони (у висхідному і низхідному каналах), місце для початкової ініціалізації, або запиту смуги, а також місця в кадрі для кожного AAR-з'єднання. Префікс, як і в штатному режимі, передається за допомогою QPSK зі швидкістю кодування 1/2 та дворазовим повтором (у межах одного символу). Основне призначення префікса – повідомити АС про те, яким чином будуть передані карти UL/DL-каналів для розділених за напрямками променів груп користувачів (очевидно, що розподіл частотних ресурсів може відбуватися незалежно в кожному промені). Для роботи в режимі AMC-AAR кадри можуть поєднувати в суперкадр тривалістю не менше 20 звичайних кадрів. У суперкадр входить принаймні один широкосмуговий кадр, який містить дескриптори і карти DL/UL-каналів. Завданням такого об'єднання є забезпечення мінімуму керуючих повідомлень для групи кадрів.

Метод Direct Signaling. Метод прямої сигналізації (Direct Signaling Method) використовує механізм послідовного розподілу несучих AMC. Пряма сигналізація вимагає точної просторової селекції каналів, але дозволяє збільшити пропускну здатність системи зв'язку. Особливість методу в тому, що в кожному кадрі в AAR-зоні виділяється від одного до чотирьох каналів доступу (розподілу ресурсів) (BWAA - Bandwidth Allocation/Access). Кожен BWAA-канал складається з двох субканалів, розташованих у верхній і нижній частинах частотного діапазону симетрично щодо центральної частоти (якщо BWAA-канал один, то він включає верхній і нижній підканали). У цьому каналі передаються префікс спадного

субкадра (для режиму Direct Signaling Method), карти UL-MAP і DL-MAP для кожної з просторово розділених АС або груп АС. Завдяки точному просторовому налаштуванню ААР даний метод дозволяє в одному кадрі передавати повідомлення багатьом користувачам.

У методі прямої сигналізації передбачені чотири спеціальні кодові повідомлення – налаштування (навчання) зворотного з'єднання RLT (Reverse Link Training), доступу у зворотному з'єднанні RLA (Reverse Link Access), налаштування прямого з'єднання FLT (Forward Link Training) та ініціювання прямого з'єднання FLI (Forward Link Initiation). Перші два повідомлення використовує АС, два інші – БС. Для початкової ініціалізації або запиту смуги АС посилає повідомлення RLA в каналі BWAA. Воно передається перед повідомленням запиту смуги або початкового доступу і використовується БС для точного налаштування своєї ААР на дану АС. У відповідь БС передає повідомлення FLI – унікальний код для кожної АС (БС може сама ініціювати з'єднання, пославши FLI). FLI транслюється в підканалі, виділеному для даної АС. Кожна абонентська станція сканує всі підканали і, виявивши за кодовою послідовністю адресоване їй повідомлення піддається початковій ініціалізації, відправляє у відповідь по тому ж каналу (у відведеному для неї часовому інтервалі) послідовність RLT, призначену для точного налаштування антен БС на АС в даному підканалі. В результаті, виконавши всі необхідні підлаштування, БС і АС з'єднуються, і починається обмін даними. Причому перед пакетами даних передаються налагоджувальні послідовності FLT (з боку БС) і RLT (з боку АС).

У системах мобільного зв'язку LTE використовуються схожі алгоритми ініціалізації використання ААР.

## **8.2 Основні принципи реалізації механізмів доступу в системах мобільного зв'язку 4G**

Протокол доступу в мережах 4G формує якість сервісів (Quality of Service - QoS). Кожному з сервісів ставиться у відповідність набір специфічних вимог, і

якість кожного сервісу визначається механізмами контролю доступу (МКД) і механізмами запиту смуги пропускання (ЗСП). Кожне з додатків пов'язано з певним сервісним потоком даних. Конкретний сервісний потік характеризується набором вимог до каналу передачі інформації [268-274].

Розглянемо можливість суміщення методів просторово-часового доступу з існуючими методами МКД і ЗСП.

### **8.3 Види сервісів потоку даних**

До основних вимог QoS відноситься – середній час затримки, значення джиттера, гарантована пропускна здатність. Для забезпечення стабільної якості обслуговування (Quality of Service, QoS) в протоколі IEEE 802.16 вводяться типи сервісів потоків даних, кожному з яких ставляться у відповідність набір вимог щодо якості обслуговування. Для ефективного задоволення вимог якості обслуговування для кожного типу сервісу вводяться механізми контролю доступу та виділення смуги пропускання, а також особлива політика опитування абонентських станцій. Сервісним потоком у стандарті IEEE 802.16 називається потік даних, пов'язаний із певним додатком. Сервісний потік характеризується набором вимог до каналу передачі інформації – середнім часом затримки, рівнем флуктуації затримки і гарантованою пропускною здатністю. Кожному сервісному потоку в мережі присвоюється ідентифікатор SFED, ґрунтуючись на якому, БС визначає необхідні параметри з'єднання.

Під з'єднанням у стандарті IEEE 802.16 розуміють логічний зв'язок на MAC-рівнях на передавальну і приймальну сторони для передачі сервісного потоку. Кожному з'єднанню привласнюється ідентифікатор з'єднання CID, з яким однозначно пов'язані тип і параметри з'єднання. Кожному сервісному потоку з ідентифікатором SFED ставиться у відповідність єдине транспортне сполучення з унікальним ідентифікатором CID.

Протокол визначає чотири базових типи сервісів для передачі висхідного потоку даних: сервіс без запиту доступу (Unsolicited Grant Service, UGS), сервіс з

опитуванням у реальному часі (Real-time Polling Service, rtPS), сервіс з опитуванням не в реальному часі (Non-Real-Time Polling Service, nrtPS) і обслуговування в міру можливості (Best Effort, BE). При відкритті з'єднання на основі заданого типу сервісу потоку даних і відповідних йому параметрів обслуговування базова станція здійснює контроль доступу, визначає пропускну здатність, що виділяється на нове з'єднання, і допустиму затримку передачі, забезпечує необхідну частоту опитування.

Основними механізмами, конкретний спосіб реалізації яких не зафіксовано в IEEE 802.16e, є механізми контролю доступу, планування передачі даних і механізми передачі ЗСП. Кожен із типів сервісів, визначених у протоколі, призначений для підтримки різної якості обслуговування і накладає специфічні вимоги на перераховані алгоритми відповідно до параметрів якості обслуговування. Відповідно до цього для кожного типу сервісу необхідне вироблення специфічних алгоритмів контролю доступу, планування передачі даних і передачі ЗСП. Під контролем доступу розуміється механізм, застосований БС, призначений для прийняття нових з'єднань з БС або відмови від них. Механізм контролю доступу приймає рішення на основі задоволення якості обслуговування вже існуючих з'єднань і надання при створенні нових з'єднань необхідної якості сервісу. Таким чином, даний механізм покликаний гарантувати рівень сервісу, що надається для нового з'єднання.

Механізм планування передачі даних не менш важливий, оскільки цей механізм дозволяє пріоритезувати трафік і запланувати його передачу таким чином, щоб забезпечити час передачі даних відповідно до вимог якості обслуговування. Одним із найважливіших критеріїв якості обслуговування є середній час обслуговування пакета, який для висхідного трафіку складається з часу реєстрації (тобто оповіщення БС про необхідність передачі даного пакета) і власне часу передачі. Для контролю часу реєстрації залежно від типу сервісу протокол передбачає різні способи запиту і надання смуги АС, які не зачіпають виділеного просторового ресурсу.

### 8.3.1 Механізм запиту смуги пропускання

Запит смуги пропускання є ні чим іншим, як вимогою АС для забезпечення необхідної швидкості передачі. Очевидно, смуга частот може вимірюватися як смугою часових частот  $\Delta F$ , так і просторових частот  $\Delta G$ . Спектр просторових частот утворюється відповідною діаграмою спрямованості антени БС. При цьому для АС режим доступу залишається прозорим. Базова станція формує  $N$ -полос просторових частот, утворених за рахунок променів приймальні АР. Тому БС на запит АС виділяє будь-який із можливих ресурсів: частотний, часовий, просторовий. Розглянемо докладніше послідовність процедури надання цього ресурсу.

Абонентські станції (АС) інформують БС про необхідність виділення смуги пропускання в наступних кадрах за допомогою відправки запитів смуги пропускання (ЗСП). ЗСП формуються і відправляються незалежно для кожного з'єднання, що належить АС. Отримуючи ЗСП і з огляду на кількість буферизованих даних висхідного і низхідного трафіку, БС виділяє кожній з АС час для передачі даних (смугу пропускання часових або просторових частот) у висхідному підкадрі.

У протоколі передбачені два основні методи подачі ЗСП: виділення окремих слотів для ЗСП або прикріплення ЗСП до даних. При цьому, БС може або регулярно опитувати окремі АС, періодично виділяючи їм окремі слоти для ЗСП, або організувати інтервал конкурентного доступу в кожному висхідному кадрі.

Запитувана смуга пропускання визначається кількістю біт, необхідних для передачі MAC-заголовків і пакетів з даними, без додаткової службової інформації, що додається на фізичному рівні (PHY Overhead).

Активними станціями вважаються ті АС, для яких виділено час для передачі даних. Стандарт надає опціональний механізм для активних станцій із врахуванням ЗСП в пакети з даними в висхідному каналі. Даний механізм будемо називати передачею ЗСП з прикріпленням (piggy-backing).

Неактивні станції (станції, що не мають слотів для передачі даних), які мають пакети з даними в черзі для передачі, передають ЗСП або в ході регулярного одноадресного опитування абонентських станцій базовою станцією, або методом конкурентного доступу.

### 8.3.2 Одноадресне опитування

Для забезпечення одноадресного опитування БС повинна періодично забезпечувати в карті висхідного трафіку виділення часового інтервалу, достатнього для передачі запиту, причому інтервал виділяється незалежно від того, активна станція чи ні. Якщо станція не потребує смуги пропускання, то станція повертає "відмову" у виділеному їй інтервалі.

### 8.3.3 Передача запиту смуги пропускання з прикріпленням

Стандарт передбачає опціональний механізм із передачі ЗСП для активних станцій (тобто станцій, для яких виділено інтервал для передачі даних). При цій опції станції мають можливість передавати ЗСП, вставляти їх у пакети з даними: див. рис.8.2.



Рис.8.2. Схема передачі ЗСП з прикріпленням

Даний опціональний механізм допустимий для всіх типів сервісів, крім СБЗД, оскільки БС періодично надає АС фіксовану кількість слотів для передачі даного трафіку, і природно, що АС передає потік даного типу, не застосовує конкурентний метод ЗСП і не включена в список одноадресного опитування.

### 8.3.4 Конкурентний період запитів на смугу пропускання

При великій кількості неактивних з'єднань стає не вигідним опитувати кожен станцію індивідуально, тому БС переходить до ширококомовних або групових опитувань, коли у виділений часовий інтервал ЗСП можуть передавати групи кінцевих станцій. Перехід до конкурентного ЗСП призводить до погіршення якості сервісу, що надається через збільшення часу доступу до каналу.

Сигнал ЗСП, що передається АС, приймається непрямою антеною БС, тобто у всій смузі просторових частот. Дані сигнали мають складну структуру (ШПС, ППРЧ), що забезпечує високу завадозахищеність їх прийому та можливість ідентифікації і аутентифікації АС. Далі, після визначення напрямку приходу сигналу АС, у цьому напрямку встановлюється вузький промінь АР, а також надається необхідна смуга часових частот  $\Delta F$ . Надання відповідного часового вікна або смуги часових частот  $\Delta F$  здійснюється далі в межах виділеного просторового ресурсу, що визначається шириною променя АР або ж в межах смуги просторових частот  $\Delta G$ .

Якщо в межах ширини променя АР виявляється дві або більше АС, то виникає колізія, яка вирішується одним із можливих методів: розділу конкурентної ситуації АЛОНА, подвійної експоненціальної відстрочки ВЕВ, деревоподібного алгоритму та ін.

При конкурентному доступі для організації доступу групи абонентів до загального каналу зв'язку застосовуються алгоритми випадкового множинного доступу (ВМД). У мережі IEEE 802.16 БС визначає часові інтервали для конкурентної відправки ЗСП і оповіщає АС про це за допомогою ширококомовної відправки інформаційних елементів ЗСП (Request IE) в карті висхідного трафіку (UL-MAP).

Кожен висхідний підкадр роботи мережі містить один такий інтервал (див. рис.8.3), що складається з  $K$  слотів, причому  $K$  не змінюється в процесі передачі. За час одного слота можлива передача рівно одного ЗСП.

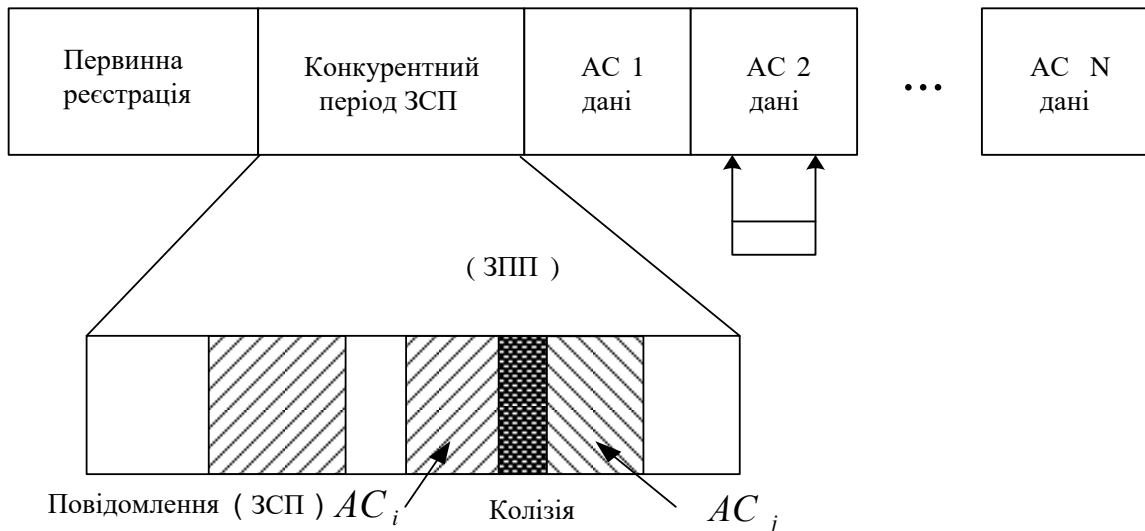


Рис.8.3. Конкурентний період запитів на смугу пропускання

Стандартизованим в IEEE 802.16 алгоритмом ВМД є "подвійна експоненціальна відстрочка" (Binary Exponential Backoff, ВЕВ). Як показано в [265], можна вважати, що при виконанні цього алгоритму АС, яка планує передати ЗСП спочатку рівноймовірно вибирає кадр у межах поточного вікна вирішення конфліктів, що залежить від числа невдалих спроб передачі поточного ЗСП, тобто кадр вибирається з безлічі, де 0 відповідає поточному кадру, а потім також рівноймовірно – слот з  $K$  можливих слотів конкурентного періоду обраного кадру. Спроба передачі ЗСП може виявитися невдалою як через колізію, коли дві або більше станцій вибирають один і той же слот для передачі своїх ЗПП, так і через спотворення ЗСП завадами.

Після кожної невдалої передачі ЗСП, зважаючи на колізії в обраному слоті АС через тайм-аут  $T_n$ , необхідний для виявлення невдачі, подвоює вікно до тих пір, поки воно не досягне максимуму  $W_M$ , тобто максимальної стадії  $M$  вирішення конфлікту. Тайм-аут  $T_n$  означає число кадрів, протягом яких АС, що послала ЗСП, чекає виділення їй смуги.

Зауважимо, що під час вступу нових пакетів даних у чергу АС, алгоритм, що вже виконує ВЕВ для передачі ЗСП, станція доповнює свій поточний запит вимогами смуги для новоприбулих даних, тобто за допомогою одного ЗСП АС



інформує БС про всі пакети, які потребують передачі. Після успішного відправлення ЗСП на один або кілька пакетів ці пакети вважаються зареєстрованими, тобто БС може планувати їх передачу.

### **8.3.5 Виділення смуги пропускання**

Виділення необхідної смуги (пропускної здатності) здійснюється БС відповідно до одного з двох механізмів: виділення пропускної здатності на з'єднання (Grant per Connection; GPC) або виділення пропускної здатності на станцію (Grant per Subscriber Station; GPSS). Відповідно до першого механізму права видаються конкретному з'єднанню за допомогою вказівки ідентифікатора з'єднання CID. Відповідно до другого механізму пропускна здатність надається АС в цілому без явної вказівки ідентифікатора з'єднання, і АС стає відповідальною за перерозподіл отриманої смуги між усіма наявними сполуками. Очевидно, що механізм GPC вимагає великих накладних витрат для передачі інформації про виділення пропускної здатності, оскільки потрібно передавати інформацію для кожного з'єднання індивідуально. Таким чином, існує вибір між додатковими накладними витратами на передачу детальної інформації для кожного з'єднання і необхідністю реалізації алгоритмів планування передачі пакетів на стороні АС, тим самим збільшуючи складність і вартість АС.

У реальній мережі маємо справу з різномірним трафіком усіх типів обслуговування і з різними необхідними параметрами якості для кожного із з'єднань. У разі такого змішаного трафіку стоїть задача планування трафіку з наданням максимального пріоритету сервісів реального часу, але без порушення необхідних параметрів для більш низькопріоритетного трафіку.

## **8.4 Аналіз ймовірно-часових характеристик при використанні протоколу просторово-часового доступу**

У ході дослідження доведено, що при використанні методу просторово-часового доступу багато в чому залежать якісні показники мережі мобільного

зв'язку. При цьому основний механізм, через який проявляється характерний вплив просторово-часового доступу, є механізмом запиту смуги пропускання. Під пропускною здатністю в даному випадку слід розуміти  $\Delta\Omega$ , узагальнену смугу часових  $\Delta F$  і просторових  $\Delta G$  частот -  $\Delta\Omega = \Delta F \cdot \Delta G$ .

Смуга просторових частот визначається шириною головних пелюсток діаграми спрямованості ААР.

Відомо, що передача інформації в усій виділеній смузі не здійснюється. Зазвичай  $\Delta F$  розбивається на  $N_f$  парціальних смуг  $\Delta f$ , наприклад, для LTE  $\Delta f$  це становить 20 МГц. Тобто у виділеній смузі  $\Delta F$  може використовуватися  $N_f \cdot \Delta f$  парціальних смуг часових частот. Аналогічно вся смуга просторових частот  $\Delta G$  розділяється на  $N_\lambda$  – число променів АР, кожен промінь якої утворює смугу просторових частот, у межах якої може бути передана будь-яка з парціальних часових частот. Таким чином, загальне число парціальних частот при ПЧД становить  $N_{пчд} = N_f \cdot N_\lambda$ , що в  $N_\lambda$  раз розширює продуктивність базової станції [280].

Розглянемо докладніше процедуру виділення каналного ресурсу і проаналізуємо ймовірнісно-часові характеристики обслуговуваних при цьому потоків.

## **8.5 Аналіз ймовірнісних характеристик при випадковому множинному доступі**

Пропускна здатність, ефективність використання каналу, якість обслуговування QoS багато в чому залежить від вибору методу багатостанційного доступу (БД). За останні роки БД, як правило, розвивається в напрямку модернізації методів випадкового (конкурентного) множинного доступу.

Слід зазначити, що один із таких методів БД, – метод подвійного експоненціальної відстрочки (ВЕВ - Binary Exponential Backoff) отримав популярність у фахівців. Основна особливість методу ВЕВ у тому, що при черговій конфліктній ситуації для  $i$ -абонентської станції (сенсорного вузла)

повторний доступ дозволяється через експонентний часовий інтервал (відкат). Відома та інша реалізація відкату, коли вибір успішного слота здійснюється за випадковим законом. При цьому слот вибирається на основі випадкового розподілу  $P_i$ , при якому виборі перших слотів  $i = 1, 2, \dots$  призначається низька ймовірність, а для наступних  $i = \dots, n-1, n$  ймовірність пропорційно зростає:

$$P_i = \frac{(1-d)d^n}{1-d^n} d^{-n}, \quad (8.1)$$

де  $d < 1$  вибирається, виходячи з кількості слотів [270]. Проведемо аналіз сумісного використання випадкового методу ВЕВ з просторово-часовим методом доступу абонентів.

### 8.5.1 Ймовірнісна модель конкурентного множинного доступу

Показником корисного використання каналу може служити відношення

$$k = \tau_y / \tau_n, \quad (8.2)$$

де  $\tau_y$  – час, що витрачається на успішну передачу одного пакета,  $\tau_n$  – середній час, який витрачає система для передачі одного пакета. Очевидно, що  $k \leq 1$ .

Позначимо ймовірності, пов'язані з часовими характеристиками:

$P_k$  – ймовірність виникнення конфлікту;

$P_y$  – ймовірність успішного результату;

$P_p$  – ймовірність очікування пакета в черзі, в періоди вирішення конфлікту.

Дані ймовірності утворюють повну групу подій, тому

$$P = P_k + P_y + P_p = 1. \quad (8.3)$$

Незважаючи на те, що в системі період  $T$  розділений на слоти, для абонентської станції (АС) середній розмір вікна виявляється меншим через наявність відкатів. Розмір вікна  $W$  є випадковою величиною. Середнє його значення:

$$W_B = (W - 1) / 2.$$

Визначимо ймовірність використання каналу. З огляду на (8.2) маємо [270]:

$$P(m, W) = \frac{\tau_y P_y}{\tau_n \cdot P_k + \tau_n \cdot P_y + \tau_p P_p}. \quad (8.4)$$

Знайдемо значення ймовірності. Ймовірність того, що  $j$ -й успішний слот знаходиться в режимі очікування, дорівнює ймовірності того, що жодна з АС не вибрала даний таймслот. З огляду на те, що в конфлікті може брати участь  $m$  АС, ймовірність того, що якась АС вибере даний слот під час  $t$ , дорівнює  $1/W_o$ , таким чином

$$P_t = (1 - 1/W_o)^m. \quad (8.5)$$

### 8.5.2 Опис функції моделі конкурентного множинного доступу

Кожен алгоритм МД, як правило, у свою чергу складається з двох інших алгоритмів: АДК – алгоритм доступу до каналу і АВК – алгоритм вирішення конфлікту. АДК – регламентує процедуру доступу абонентів до середовища передачі, в той час, як АВК – задає правило для поділу конфліктів між пакетами при одночасній передачі від двох або більше об'єктів. Час вирішення конфлікту  $\tau_p$ .

Зробимо наступні припущення, які зазвичай виконуються на практиці:

1. Нехай стільникова система має  $N$  – абонентських станцій. Час поширення сигналу  $t_p$  між кожною з  $i$ -АС і базовою (центральною) станцією

$t_p = R/C$  значно менший середньоквадратичного значення нестабільності в системі тактової синхронізації, де  $R$  – відстань між  $AC_i$  і БС,  $C$  – швидкість поширення світла. Все АС і БС знаходяться в синхронізмі.

2. Кожна АС має інформаційний пакет, готовий для передачі і намагається передати його на БС якомога швидше відповідно до МАС-протоколу.

3. Передача пакета здійснюється після початкового відкату  $i$ -м АС, якщо вільний відповідний інформаційний простір. Якщо канал зайнятий, то АС призупиняє відкат і приймає пакет від БС. У кінці прийому триває спроба передачі з випадковим значенням відкату.

4. У протоколі МАС є два різних види відкату – початковий (перед прийомом передачі) і перевантажувальний (для випадків, коли канал визначається як зайнятий).

Одночасно з цим, на тих же лініях визначимо ймовірність того, що даний таймслот, який буде використовуватися для успішної передачі, дорівнює ймовірності того, що одна АС вибере саме цей таймслот, а всі інші виберуть інші таймслоти:

$$P_y = \sum_m (1/W_o) \cdot (1 - 1/W)^{m-1} = (m/W_o)(1 - 1/W_o)^{m-1}. \quad (8.6)$$

Значення ймовірності зіткнення знайдемо з (8.2):

$$P_k = 1 - P_y - P_p. \quad (8.7)$$

Підставляючи (8.5) і (8.6) в (8.7), отримуємо:

$$P_k = 1 - (m/W_o)(1 - 1/W_o)^{m-1} - (1 - 1/W_o)^m = 1 - (1 - 1/W_o)^{m-1}(m/W_o + 1/W_o - 1). \quad (8.8)$$

У результаті шукана ймовірність виражається у вигляді:

$$P(m, w) = \frac{\tau_y(m/W_o)(1-1/W_o)^{m-1}}{\tau_n(1-(1-1/W_o)^{m-1}(m/W_o)+1/W_o-1) + \tau_n(m/W_o)(1-1/W_o)^{m-1} + \tau_p(1-1/W)^m}. \quad (8.9)$$

### 8.5.3 Аналіз ймовірнісно-часових характеристик сумісного використання методів просторово-часового і випадкового доступу з подвійною експоненційною відстрочкою

Для отримання численних даних за коефіцієнтом використання (8.2) можна отримати розподіли (8.9) і знайти відповідне математичне очікування. Однак, оскільки в розрахунках використано середні значення, то, підставивши їх  $P(m, W_o)$ , отримаємо оцінку коефіцієнта  $k$ . Розрахункові значення, отримані за формулою (8.9), представлені у вигляді графіка на рис.8.4 [273]. Для визначеності були взяті такі вихідні дані: вікно початкове 32, вікно перевантаження 16. Як і слід було очікувати, значення коефіцієнта  $k$  падає зі збільшенням активних АС. Незначний спад на початку графіка, пов'язаний очевидно з недосконалістю моделі.

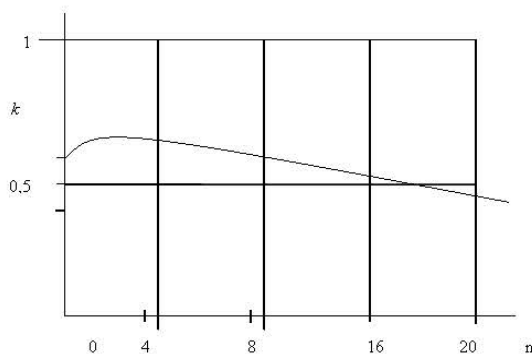


Рис.8.4. Графік залежності ймовірності використання таймслота для успішної передачі від кількості АС

Наводимо тут також результати зіставлення протоколу ВЕВ з методом поліну, отримані в нашій роботі [278].

На рис.8.5 представлений графік залежності середнього часу затримки пакету від параметра  $D = np/L$ , де  $n$  – число активних АС в технології ВЕВ,  $P$  – ймовірність запиту,  $L$  – число мінівікон, у яких приймаються запити від АС на передачу пакета. Очевидно  $N$  – характеризує середнє навантаження системи.

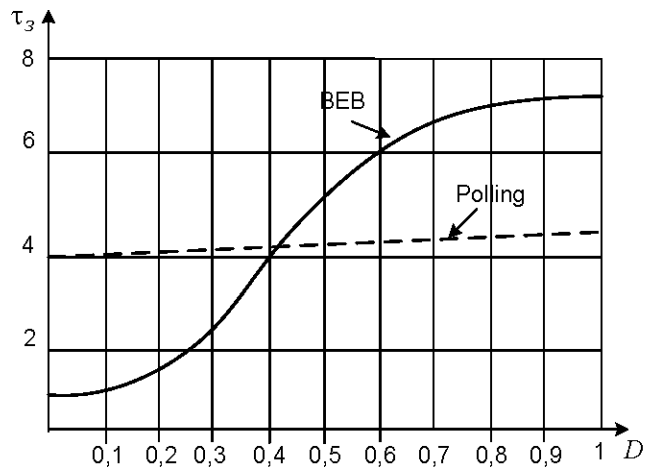


Рис.8.5. Графік залежності середнього часу затримки пакету від середнього навантаження

У ході дослідження охарактеризовано ймовірності станів алгоритмів доступу з циклічним опитуванням, що дозволило отримати порівняльні дані для алгоритму ВЕВ і поліingu, звідки випливає, що зі збільшенням числа абонентських станцій, що перевищує число мінівікон алгоритму, ВЕВ сильно програє поліingu. Полінг програє при  $D$ , меншому 0,4.

Наявність завад у каналі зв'язку змінює результати аналізу, отримані за відсутності шумів. При наявності шумів виникають помилки в правильній оцінці запиту. Очевидно, шум у "порожньому" вікні не чинить впливу, в той час, як наявність помилкового конфлікту сприяє зниженню продуктивності системи. Аналіз продуктивності системи з урахуванням шуму показує, що зі збільшенням імовірності спотворення запиту шумом, шкала виграшу поліingu розширюється, точка порівнянності зсувається вліво. Очевидно, в каналах із великим рівнем шуму доцільно з режиму ВЕВ перемикатися на полінг [274,279].

Відповідно до зазначеного, станції, що послали ЗСП, очікують виділення смуги пропускання протягом таймауту  $T_{rt}$ . Якщо після закінчення  $T_{rt}$  кадрів смуга пропускання для відправки пакетів даних не виділена, то станція вважає, що сталася колізія при передачі ЗСП, і приймає рішення про повторну передачу ЗСП. Зауважимо, що під час вступу нових пакетів даних у чергу, АС вже виконує алгоритм ВЕВ для передачі ЗСП, станція доповнює свій поточний запит вимогами

смуги для новоприбулих даних, тобто за допомогою одного ЗСП АС інформує БС про всі пакети, які потребують передачі. Після успішного відправлення ЗСП на один або кілька пакетів ці пакети вважаються зареєстрованими, тобто БС може планувати їх передачу.

Для опису поведінки АС застосовний підхід аналогічний, приведену в [258]. Стан станції до початку  $i$ -го кадру визначається двома величинами: етапом  $s(t) = 0, \dots, M$  вирішення конфліктів  $i$ , поточним розміром вікна  $W_i$ , що характеризується, і що відповідає (при  $i < M$ ) числу невдалих спроб відправити поточний ЗСП, і величиною  $r(t)$ , або (при  $r(t) \geq 0$ ) рівній кількості кадрів до спроби відправки ЗСП, або (при  $r(t) \leq 0$ ) такій, що відповідає лічильнику таймауту  $T_n$ .

Початком етапу вирішення конфлікту є початок кадру, що йде за  $T_n$  кадрами очікування після відправки ЗСП на попередньому етапі вирішення конфлікту. У разі нульового етапу початком є момент приходу першого пакету до станції, у якої немає незареєстрованих пакетів. У разі успішної передачі ЗСП кінцем етапу є початок кадру, в якому виділена смуга пропускання для відправки пакетів даних для цієї АС.

Після успішної передачі ЗСП станція переходить або на нульовий етап, якщо впродовж наступного кадру в її чергу поступив новий пакет, або в стан простою  $-I$ . АС переходить із стану  $I$  на нульовий етап при вступі нового пакету. Ймовірність приходу, принаймні, одного пакету за час одного кадру дорівнює  $1 - e^{-\lambda}$ , оскільки часи приходу пакетів розподілені за законом Пуассона. Таким чином, ймовірність виходу станції із стану  $I$  дорівнює  $(1 - e^{-\lambda})$ .

Поведінку АС можна розглядати як двовимірний випадковий процес  $\{s(t) = i, r(t) = k\} \cup \{I\}$  з дискретним часом, одиницею якого є кадр.

Визначимо ймовірність  $\tau$  того, що станція відправляє ЗСП у довільно обраному слоті в даному кадрі. Передача ЗСП проводиться при лічильнику очікування відправки, рівному 0, незалежно від етапу вирішення конфліктів, тому ймовірність того, що для передачі обраний даний кадр, дорівнює [280]



$$\tau_{fr} = \sum_{i=0}^m q_{i,0} = \frac{q_{0,0}}{1-p_c}. \quad (8.10)$$

Оскільки всередині кадру слоти для відправки ЗСП вибираються рівноймовірно, а загальне їх число дорівнює  $K$ , то ймовірність вибору довільно взятого слота в довільно обраному кадрі дорівнює

$$\tau_{fr} = K^{-1} \sum_{i=0}^m q_{i,0} = \frac{q_{0,0}}{(1-p_c)K}. \quad (8.11)$$

У роботі [94] отримано вираз:

$$q_{0,0} = \left[ \frac{(1-p_c)(1+W_0+2p_cT_{rt})+pW_0(1-(2p_c)^M)}{2(1-2p_c)(1-p_c)} \cdot \frac{e^{-\lambda}}{1-e^{-\lambda}} \right]^{-1}. \quad (8.12)$$

Колізія при передачі ЗСП відбувається, якщо хоча б одна з решти  $N-1$  станцій також вибрала цей слот для відправки ЗСП, тобто ймовірність колізії дорівнює

$$p_c = 1 - [1 - \tau]^{N-1} = 1 - \left[ 1 - \frac{q_{0,0}}{(1-p_c)K} \right]^{N-1}. \quad (8.13)$$

У припущенні використання ПЧД (8.13) набуває вигляду

$$p_{c\_ПВД}^1 = 1 - \prod_{L=0}^N [1 - p_c], \quad (8.14)$$

де  $N$  – число променів AP.

Таким чином, отримана система з двох рівнянь (8.12) і (8.13), з урахуванням (8.14), вирішуючи яку, знаходимо  $q_{0,0}$  і  $p_c$ . Якщо прийняти, що станція завжди має пакети для передачі і таймаут дорівнює нулю ( $\lambda \rightarrow \infty, T_{rt} = 0$ ).

На рис.8.6 представлена залежність з урахуванням імовірності колізій від числа АС при різній інтенсивності заявок.

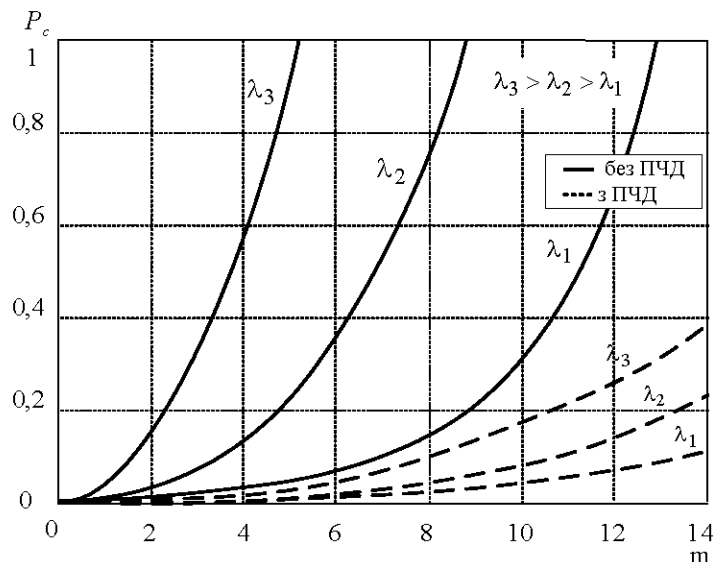


Рис.8.6. Графік залежності ймовірності колізій від числа АС

З графіків випливає, що зі збільшенням кількості активних АС ймовірність колізій різко збільшується. У той же час, при тих же вихідних даних у системі з ПЧД ця ймовірність зменшується в десятки разів при числі променів  $N = 12$  [280].

## 8.6 Визначення часу обслуговування пакетів

У розглянутому протоколі обговорювалися два основні методи відправки ЗСП: виділення окремих слотів для відправки ЗСП або прикріплення ЗСП до даних. При цьому БС найбільш характерним методом ЗСП є організація інтервалу конкурентного доступу, розбиття на слоти в кожному висхідному кадрі.

Розглянемо мережу, що складається з однієї БС і  $N$  АС, в якій  $K$  слотів конкурентного доступу для передачі ЗСП поміщаються в кінці висхідного каналу,

а тривалість висхідного кадру  $T_{UL}$  достатня для передач  $S$  пакетів з даними. Прийнемо за одиницю часу тривалість одного кадру.

При розробці моделі передачі висхідного трафіку будемо використовувати такі припущення. По-перше, припустимо, що пакети надходять у чергу до кожної з  $N$  АС за законом Пуассона з інтенсивністю  $\lambda$ . Далі будемо вважати технологію безпроводового каналу ідеальним (тобто спотворень пакетів у результаті впливу випадкових завад не відбувається), а буфер на кожній АС – досить великим, так що ймовірність втрати пакета через переповнення буфера досить мала за умови, що швидкість роботи мережі більша сумарної інтенсивності надходження пакетів, що, очевидно, означає виконання нерівності  $N\lambda < S$ . Крім того, будемо вважати, що БС виділяє смугу для передачі даних кожної станції, що успішно передала ЗСП у даному кадрі, вже в наступному кадрі, що виключає можливість помилкового спрацьовування таймауту  $T_{rt}$ .

Будемо вважати, що БС реєструє пакет при отриманні ЗСП, що містить запит смуги для цього пакета, і вважати моментом реєстрації пакета кінець кадру, в якому БС отримала відповідний ЗСП. Таким чином, час обслуговування пакета  $t_{serv}$  складається з часу реєстрації  $t_{reg}$  (від моменту приходу пакету в чергу АС до моменту реєстрації) і власного часу обслуговування зареєстрованих пакетів, яке назвемо часом відправлення  $t_{send}$  пакета.

Час обслуговування пакета будемо відраховувати з моменту приходу пакета в чергу приходу до АС підтвердження (АСК) від БС про отримання пакета. Оскільки БС посиляє підтвердження (АСК) на доставленні в попередньому кадрі пакети в керівний секції на самому початку наступного кадру, то знехтуємо проміжком часу на послілку підтвердження і вважаємо моментом закінчення обслуговування кінець кадру, в якому пакет був отриманий БС.

Тоді на основі формули Літгла знаходимо середній час відправки пакета [258]:

$$T_{send} = \frac{L_0}{N\lambda}, \quad (8.15)$$

де  $L_Q$  – середня довжина сумарної черги зареєстрованих пакетів у чергах усіх АС.

Отже, середній час обслуговування пакета дорівнює

$$T_{serv} = T_{reg} + \frac{L_Q}{N\lambda}. \quad (8.16)$$

Наведемо модель зміни черги зареєстрованих пакетів і визначимо  $L_Q$ . Побудуємо модель, що описує стан АС у процесі конкурентного доступу, для оцінки  $T_{reg}$ ; таким чином, будуть отримані складові формули (8.16), що визначають середній час обслуговування пакета  $T_{serv}$ .

### 8.6.1 Процедура застосування черги зареєстрованих пакетів

Розглянемо систему масового обслуговування, що описує процес зміни сумарного числа зареєстрованих пакетів всіх АС, на вхід якої подається потік інтенсивності  $N\lambda$ . Нехай  $i(t)$  – число пакетів у системі в момент часу, що визначає стан системи  $t$ . Тут і далі в роботі за одиницю часу взята тривалість одного кадру.

У момент  $t_v$  закінчення кадру  $v$  число пакетів у системі зростає за рахунок видалення обслужених пакетів. Далі на обслуговування вибираються наступні  $S$  пакетів, які покинуть систему в кінці наступного кадру  $v+1$  після приходу до АС підтвердження (АСК) від БС про отримання пакетів. Для того, щоб у момент  $t_{v+1}$  в системі залишилося  $j$  пакетів за умови, що в моменти  $t_v$  було  $i \geq S$  пакетів, необхідно, щоб за інтервал часу  $(t_v, t_{v+1})$  в систему надійшло  $j - i + S$  пакетів. Якщо в момент  $t_v$  число пакетів у системі  $i(t_v)$  менше  $S$ , то всі ці пакети будуть передані до моменту  $t_{v+1}$ , а новоприбулі пакети будуть чекати початку наступного кадру для початку обслуговування.

Отже, всі ненульові елементи матриці однокрокових переходів визначаються таким чином:

$$\begin{cases} p_{i,j} = f_i, 0 \leq i \leq S, j \geq 0 \\ p_{i,j} = f_{i-l+S}, i \geq S, j \geq i-S \end{cases}$$

де  $f_k$  – ймовірність надходження в систему  $k$  пакетів за довільно обраний кадр.

Запишемо рівняння глобального балансу і рівняння нормування:

$$\begin{cases} \pi_j = f_j \sum_{i=0}^{S-1} \pi_i + \sum_{i=S}^{S+j} \pi_i f_{j-i+S} \\ \sum_{j=0}^{\infty} \pi_j = 1 \end{cases}, \quad (8.17)$$

де  $\pi_j$  – стаціонарна ймовірність знаходження в системі  $j$  пакетів. Для наближеного вирішення цієї системи рівнянь знехтуємо  $\pi_j$ , починаючи з  $i > J$  де  $J$  – деяке досить велике число. Далі вирішимо отриману систему, що складається з  $J+1$  рівняння, щодо  $(\pi_0, \dots, \pi_J)$ , використовуючи метод Гаусса. В результаті знаходимо середнє сумарне число зареєстрованих пакетів [274]:

$$L_Q = \sum_{j=0}^J j \pi_j, \quad (8.18)$$

а, отже, за формулою (8.15) отримуємо середній час відправки пакета.

### 8.6.2 Оцінка середнього часу реєстрації пакета

Тепер перейдемо до оцінки середнього часу реєстрації пакета, що дорівнює відношенню математичного очікування сумарного часу реєстрації  $g$  пакетів, запиту смуги для яких передаються одним ЗСП, і математичного очікування кількості  $n$  таких пакетів.

Час передачі ЗСП умовно розіб'ємо на 2 інтервали: 1) час від приходу пакета в чергу АС, у якій не було незареєстрованих пакетів (далі будемо називати

такий пакет першим), до початку наступного кадру (назвемо цю дробову величину першим кадром) і 2) залишилися цілі кадри.

Розглянемо випадок, коли довжина першого кадру дорівнює  $x(x \in (0,1))$ , а число цілих кадрів дорівнює  $j$ . Очевидно, що ймовірність такого випадку дорівнює  $p_j \cdot \lambda \cdot e^{-\lambda x} dx / (1 - e^{-\lambda})$ , де  $p_j$  - ймовірність того, що число цілих кадрів дорівнює  $j$ .

В процесі передачі ЗСП в чергу станції можуть надходити і інші пакети. В даному випадку середнє число таких новоприбулих пакетів для даної станції дорівнює  $\lambda(x+j)$ , а середній сумарний час реєстрації для таких пакетів  $\lambda(x+j)^2/2$ . Отже, з урахуванням першого пакету маємо:

$$T_{reg} = \frac{E\{g(x, j)\}}{E\{n(x, j)\}}, \quad (8.19)$$

$$\text{де } n(x, j) = 1 + \lambda(x+j) \text{ і } g(x, j) = x + j + \frac{\lambda(x+j)^2}{2}.$$

Для подальшого дослідження необхідно визначити ймовірність  $p_j$ . Для цього спочатку знайдемо розподіл числа цілих кадрів, протягом яких передавався ЗСП, за умови, що станція успішно передала ЗСП з  $l$ -ї спроби.

Введемо функції  $\Psi_i(z)$  такі, що  $\Psi_i(z) = \frac{1}{W_{i-1}} \sum_{j=l}^{W_{i-1}} z^{j+T_n}$  при  $i = 1, \dots, M+1$  і  $\Psi_i(z) = \Psi_{M+1}(z)$  при  $i > M+1$ . Так як при  $l$ -ої спробі передачі станція рівноймовірно вибирає один з  $W_i$  кадрів для відправки ЗСП, функція, яка виробляє тривалості цієї спроби за умови  $0 < i < l$  дорівнює  $\frac{1}{W_i} \sum_{j=1}^{W_i} z^{j+T_n}$ , тобто  $\Psi_i(z) \cdot z^{-1}$ . При першій спробі перший кадр дробовий, тому функція, що виробляє числа цілих кадрів цієї спроби дорівнює  $\frac{1}{W_0} \sum_{j=0}^{W_0-1} z^{j+T_n}$ , тобто  $\Psi_i(z) \cdot z^{-1}$ . При  $l$ -ої спробі передачі станція не очікує час  $T_n$ , тому що виробляє функція тривалості  $l$ -

ої спроби дорівнює  $\Psi_i(z) \cdot z^{-T_n}$ . Оскільки тривалості спроб є незалежними випадковими величинами, то функція, яка виробляє час передачі ЗСП, виміряного в цілих кадрах, за умови успіху з  $l$ -ї спроби є добутком функцій, які виробляють тривалості перебування станції

$$\Omega_l(z) = z^{-T_n-1} \cdot \prod_{i=1}^l \Psi_i(z).$$

З огляду на ймовірності успіху на різноманітні спроби передачі, отримаємо похідну функцію часу передачі ЗСП, виміряного в цілих кадрах:

$$\Omega(z) = (1 - p_c) \sum_{l=0}^{\infty} p_c^l \Omega_l(z) = (1 - p_c) z^{-T_n-1} \left\{ \sum_{l=0}^m p_c^l \prod_{i=0}^l \Psi_i(z) + \frac{p_c^m}{1 - p_c \Psi_{m+1}(z)} \prod_{i=1}^{m+1} \Psi_i(z) \right\},$$

з якої знаходимо шукані ймовірності передачі ЗСП за  $j$  цілих кадрів:

$$p_j = \frac{1}{j!} \cdot \left. \frac{d^j \Omega(z)}{dz^j} \right|_{z=0}. \quad (8.20)$$

Для знаходження середнього часу відправки зареєстрованих пакетів потрібно отримати розподіл  $\{f_k\}$  числа пакетів, запити смуги для яких були успішно передані в даному кадрі. Знайдемо спочатку розподіл числа пакетів, що прийшли в чергу АС, за час передачі її ЗСП, включаючи перший пакет, який ініціював відправку ЗСП. Розподіл кількості пакетів, що приходять за перший кадр, включаючи перший пакет, дорівнює умовному розподілу числа пакетів, що прийшли за умови, що прийшов хоча б один:

$$f_{0\_frame}(k+1) = \frac{\lambda^k \cdot e^{-\lambda}}{(1 - e^{-\lambda}) \cdot k!} \quad (k = 0, 1, \dots). \quad (8.21)$$

і похідна функція цього розподілу дорівнює  $\theta_0(z) = \frac{ze^{-\lambda+ \lambda z}}{1 - e^{-\lambda}}$ .

Далі визначимо функцію, що походить від числа пакетів, що прийшли за час передачі ЗСП за винятком першого кадру. Це число є сумою незалежних випадкових величин (числа пакетів, що прийшли за черговий цілий кадр) з однаковим розподілом, причому, кількість доданків суми випадкова і формує функцію  $\Omega(z)$ , а похідна функція числа пакетів, що прийшли за черговий кадр, дорівнює  $e^{-\lambda+\lambda z}$ . Згідно [53], похідна функція такої суми є складна функція похідних функцій, тобто  $\Omega(e^{-\lambda+\lambda z})$ . Отже функція, що формує числа пакетів, запити смуги для яких були успішно передані в даному ЗСП, дорівнює  $\theta(z) = \theta_0(z)\Omega(e^{-\lambda+\lambda z})$ .

Знайдемо розподіл кількості станцій, що успішно передають ЗСП протягом довільно обраного кадру. Ймовірність того, що певна АС вибрала даний кадр для відправки ЗСП, дорівнює  $\tau_{fr}$  і визначена в (8.8). Так як АС вибирають слоти для передачі ЗСП незалежно один від одного, то знайдемо за формулою Бернуллі ймовірність того, що  $l$  станцій з  $N$  вибрали даний кадр:

$$P_{tr} = C_N^l \tau_{fr}^l (1 - \tau_{fr})^{N-l}.$$

Скористаємося підходом, описаним в [54], для визначення ймовірності  $m$  успішних передач ЗСП в даному кадрі за умови, що рівно  $l$  станцій намагалося передати ЗСП при наявності  $K$  слотів для передачі:

$$P_{s\_tr}(\mu/l) = \sum_{V=1}^{\lfloor \frac{l-\mu}{2} \rfloor} C_K^{v+\mu} \cdot C_{v+\mu}^{\mu} \cdot V(v, l-\mu), \quad (8.22)$$

де  $\lfloor \frac{l-\mu}{2} \rfloor$  – означає найбільше ціле число, яке не перевищує  $\frac{l-\mu}{2}$ ,

$$V(v, k) = 1 - v^{-k} \left\{ \sum_y^{v-l} C_y^v V(y, k) + \sum_y^{v-l} C_u^v \frac{k!}{(k-u)!} + \sum_{y=1}^{v-l} C_y^{v-u} V(y, k-u) \right\} \quad - \quad \text{число способів}$$

розмістити  $k$  ЗСП по  $v$  слотах так, щоб в кожному виявилось не менше двох ЗСП, визначається рекурсивно.

Отже, ймовірність  $\mu$  успішних передач ЗСП в одному кадрі дорівнює



$$P_{s\_tr}(\mu) = \sum_{l=\mu}^N P_{s\_tr}(\mu|l) \cdot P_{tr}(l).$$

Нехай  $P_{tr}(\mu)$  – функція, що здійснює розподіл  $\{P_{s\_tr}(\mu)\}$ . Тоді, скориставшись теоремою з [104] і припускаючи, що кількості пакетів, запити смуги для яких передаються в ЗСП різними станціями, однаково розподілені й незалежні один від одного, знаходимо похідну функцію  $p_{s\_tr}(\theta(s))$  розподілу сумарного числа пакетів, зареєстрованих у даному кадрі.

Таким чином, отримані ймовірності

$$f_k = \frac{1}{k!} \cdot \left. \frac{d^k p_{s\_tr}(\theta(s))}{ds^k} \right|_{s=0}$$

реєстрації  $k$  пакетів у одному кадрі, які необхідні для знаходження середнього сумарного числа зареєстрованих пакетів  $L_Q$  (згідно (8.17) - (8.18)).

На рис.8.7 представлені графіки залежності ймовірності реєстрації  $k$ -пакетів при використанні механізму ПЧД і без нього.

З графіка випливає, що при ПЧД ймовірність реєстрації має максимум на  $k \cong 1,5$  в той час як без ПЧД це значення  $f_{k_{max}}$  спостерігається при  $k \cong 8$ . Середні значення очевидно досить близькі до максимумів ймовірності [273].

Точні значення часу середині відправки  $T_{send}$  визначається згідно (8.15), середній час реєстрації  $T_{reg}$  відповідно до (8.19). В результаті отримуємо середній час обслуговування пакета:

$$T_{serv} = T_{reg} + T_{send},$$

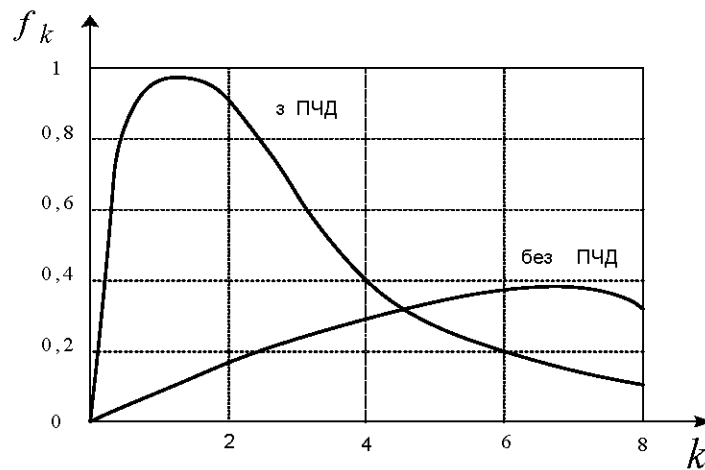


Рис.8.7. Ймовірність реєстрації  $k$ - пакетів в одному кадрі

Таким чином, розроблена аналітична модель дозволяє визначити характеристики часу обслуговування пакетів і порівняти при цьому дані характеристики для випадку використання методу просторово-часового доступу і без нього. Ці дані дозволяють зробити висновок, що включення механізму ПЧД призводить до підвищення якісних показників часу обслуговування в 8-12 разів.

## 8.7 Висновки до 8-го розділу

1. Аналіз показав, що метод просторово-часового доступу цілком сумісний з уже існуючим протоколом доступу, який формує якість сервісів (QoS), що визначається механізмами контролю доступу (МКД) і механізмами запиту смуги пропускання (ЗСП). Механізм запиту смуги пропускання передбачає виділення для кожної АС як частотного (смуги часових частот  $\Delta F$ ), так і просторового (смуга просторових частот  $\Delta G$ , яка визначається променем AP) ресурсу БС. Обидві смуги виділяються БС за запитом для кожного з'єднання, що належить АС.

2. Сигнали ЗСП, що передаються АС, приймаються неспрямованою антеною БС, що забезпечує прийом у всій смузі просторових частот. Дані сигнали забезпечують високу завадозахищеність, можливість ідентифікації і аутентифікації АС, що дозволяє надати їй відповідну смугу часових і просторових

частот. БС виділяє смугу за одним з двох механізмів: на з'єднання (GPRS) або на станцію (GPSS). Відповідно до кожного з цих механізмів процедура виділення смуги просторових частот ідентична. Єдина відмінність: при GPSS кожному з'єднанню не видається ідентифікатор CID, що тільки полегшує завдання перерозподілу отриманої смуги між сполуками.

3. При реалізації просторово-часового доступу можлива поява ефекту “засліплення” AP у випадку, коли 2 або більше сигналів АС трапляють в одну і ту же смугу просторових частот. Дана колізія може бути вирішена з використанням методів частотно-часового доступу, зокрема на базі ймовірнісного конкурентного доступу. Показано, що в межах однієї смуги просторових частот можна використати  $N$  частотно-часових сигналів на базі ймовірнісного конкурентного алгоритму (BEB – Binary Exponential Backoff – метод подвійної експоненціальної відстрочки), що в потенціалі можна одержати  $N_{чч} \times N_{пч}$  каналів доступу. Використання конкурентного доступу надає можливість якісного доступу в умовах збігу та близького просторового розташування двох або більше сигналів абонентських станцій при їх великій щільності. Показано, що за рахунок спільного використання методів ймовірнісного конкурентного доступу з просторово-часовим доступом вдається забезпечити вирішення колізій сигналів абонентських станцій за мінімальний час у межах однієї і тієї ж пелюстки антенної решітки при її “засліпленні”. Аналіз показав, що метод просторово-часового доступу цілком сумісний з уже існуючим протоколом доступу і формує якість сервісів (QoS), що визначається механізмами контролю доступу (МКД) і механізмами запиту смуги пропускання (ЗСП).

4. Розроблена аналітична модель, що дозволяє визначити характеристики часу обслуговування пакетів і порівняти при цьому ці характеристики для випадку використання методу просторово-часового доступу і без нього. Ці дані дозволяють зробити висновок, що включення механізму просторово-часового доступу сприяє підвищенню якісних показників часу обслуговування в 8-12 разів.

## ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У дисертаційній роботі розв'язується актуальна науково-прикладна проблема, що полягає у розробці методології системних науково-технічних рішень щодо підвищення продуктивності доступу у системах мобільного зв'язку на основі використання методів адаптивної просторово-часової обробки сигналів при забезпеченні заданої якості послуг і незмінності основних алгоритмів функціонування мобільної мережі.

У процесі розв'язання поставленої наукової проблеми отримані наукові та практичні результати:

1. В умовах зростання кількості та якості потреб мобільного зв'язку все більш гострою стає проблема ефективного використання наявних і освоєння нових ресурсів, методів організації зв'язку, вибору інформаційних сигналів, методів доступу та інш. Одним із перспективних ресурсів, що на сьогодні лише пасивно використовується, є просторово-поляризаційний ресурс, задіяння якого для підвищення ефективності доступу забезпечує можливість заощадження радіочастотного ресурсу з одночасним підвищенням продуктивності систем мобільного зв'язку.

2. Запропонована модель індивідуального просторово-часового доступу АС до ресурсів БС, яка полягає у формуванні для сигналів кожної АС відповідного амплітудно-фазового розподілу за допомогою вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки з використанням методів адаптивної процедури управління вектором вагових коефіцієнтів. Для кожної з цих АС забезпечується максимально вдале співвідношення сигнал / завада + шум, причому сигнали інших АС, що здійснюють запит, розглядаються як завадові.

АР може бути побудована на антенних елементах з однією або різною поляризацією, що відповідно розширює простір використаного фізичного ресурсу.

3. Враховуючи високодинамічний стан каналів мобільного зв'язку, який обумовлений просторовим переміщенням АС і багатопрореневістю поширення сигналів, для вирішення задач адаптивного управління просторово-часовим доступом запропоновано використати математичні рекурсивні процедури представлені в прос-

торі змінних стану, що забезпечують оптимальну оцінку вектору вагових коефіцієнтів. При високій ефективності ці процедури потребують мінімального часу, для досягнення сталого стану, що складає 8-10 кроків ітерацій на відміну від традиційно використовуваних асимптотичних процедур, для яких цей час на 2-3 порядки більший. У якості таких можуть виступати методи на базі марківської теорії нелінійної, або лінійної фільтрації, зокрема методи фільтрації Калмана – Б'юсі.

4. Для забезпечення збіжності алгоритмів просторово-часового доступу за період прийому викличних сигналів запропонована методика мінімізації часу досягнення сталого режиму з урахуванням початкових даних для процедури просторово-часового доступу. Показано, що використання початкових даних забезпечує збіжність процедури до сталого стану за 5-8 кроків. Показано, що початкові дані можна одержати на основі оцінки напряму приходу сигналу станції доступу, які слід використовувати у якості опорних сигналів в алгоритмі просторово-часового доступу.

5. Для вирішення задачі виявлення викличних сигналів абонентських станцій при просторово-часовому доступі в системах мобільного зв'язку в результаті аналізу параметричних і непараметричних методів обробки сигналів у якості основного вибрано метод параметричного енергетичного виявлення, заснованого на використанні Q-функцій Маркума, який в силу своєї простоти і універсальності застосовується в каналах із замираннями для виявлення детермінованих сигналів відомої структури.

Задача ПЧД повинна вирішуватись на інтервалі часу прийому викличного сигналу АС з тим, щоб з початку прийому інформації всі процеси ПЧД були вирішені. Для цього запропонований метод скорочення процедури виявлення запиту виклику абонентської станції з використанням непараметричної процедури оптимального прийому  $k$  сигналів з  $m$ -переданих, з урахуванням початкової стадії процедури виявлення, що дозволило заощадити відрізок часу процесу виявлення визивних сигналів для досягнення сталого режиму для адаптивного алгоритму просторово-часового доступу.

6. Проведено аналіз, на основі якого здійснено вибір методів визначення напрямку приходу сигналів абонентів мобільної мережі. Для організації просторово-часового доступу у нисхідному каналі зв'язку для подальшої установки головної пе-

люстки діаграми спрямованості в напрямку АС, яка здійснює запит на виклик, і так само задача супроводу сигналу АС протягом сеансу зв'язку, показав що на основі зіставлення оцінок роздільної здатності алгоритмів напрямку приходу сигналів від АС, з'являється можливість здійснювати раціональний вибір алгоритму при різних сигнально-завадових умовах і конфігурації антенної решітки. Були проаналізовані методи понадроздільної здатності з отриманням численних оцінок, які показали, що роздільна здатність даних методів дозволяє їх використання в задачах просторово-часового доступу при строго обмежених умовах.

Одержані дані щодо напрямків приходу рекомендуються для подальшого використання в алгоритмі просторово-часового доступу в якості опорних сигналів, а також при вирішенні задачі підвищення енергетичного потенціалу з віддаленими окремими станціями в напрямку нисхідного каналу.

7. Запропонована методика аналізу реалізаційних обмежень при процедурі просторово-часового доступу, що враховує помилки початкових даних щодо сигнально-завадової обстановки, взаємний вплив між антенними елементами, характеристики алгоритмів обробки сигналів (МСКВ, МВСЗ та ін.), багатопроменевість, широкосмуговість і просторову когерентність сигналів та завад.

Показані втрати ефективності сигналів просторово-часового доступу, при наявності багатопроменевої структури сигналів мобільного зв'язку, які можуть сягати від 2-3 до 7-10 дБ в залежності від інтервалу кореляції. Для компенсації витрат у роботі запропоновано використання процедури ітеративної еквалізації і оцінки багатопроменевого каналу у частотній області, яка передує просторово-часовому доступу, що при прийомі OFDM сигналів призводить до збільшення відношення регулярної та флуктуаційної компонент, збільшення інтервалу кореляції на 25-30%, і практично повністю компенсує вказані витрати.

Показано, що збільшення швидкості збіжності процесу адаптації алгоритмів управління адаптивної антенної решітки на основі даних про напрямки приходу сигналів на початковій стадії забезпечує необхідну якість алгоритму просторово-часового доступу, незважаючи на наявність втрат, викликаних вказаними обмеженнями.

8. Проведений аналіз просторових методів підвищення продуктивності показав, що значне розширення можливостей існуючої інфраструктури вдається отримати при використанні мікро- і фемтостільників. При плануванні просторового розміщення мікро- і фемтостільників виникає необхідність раціонального їх розміщення в приміщенні, на площі. Запропоновано метод планування просторового розміщення фемто та мікростільників мобільної мережі, що базується на теорії оптимізації упаковки 2-х та 3-х мірних об'єктів шляхом одиночного приєднання об'єктів розміщення на основі логічного вибору з уникненням традиційних  $NP$ -повних задач перебору, який дозволяє скоротити час пошуку точки установки на порядок.

9. При реалізації просторово-часового доступу можлива поява ефекту “засліплення” AP у випадку, коли 2 або більше сигналів AC трапляють в одну і ту же смугу просторових частот. Дана колізія може бути вирішена з використанням методів частотно-часового доступу, зокрема на базі ймовірнісного конкурентного доступу. Показано, що в межах однієї смуги просторових частот можна використати  $N$  частотно-часових сигналів на базі ймовірнісного конкурентного алгоритму (BEB – Binary Exponential Backoff – метод подвійної експоненціальної відстрочки), що в потенціалі можна одержати  $N_{чч} \times N_{пч}$  каналів доступу. Використання конкурентного доступу надає можливість якісного доступу в умовах збігу та близького просторового розташування двох або більше сигналів абонентських станцій при їх великій щільності. Показано, що за рахунок спільного використання методів ймовірнісного конкурентного доступу з просторово-часовим доступом вдається забезпечити вирішення колізій сигналів абонентських станцій за мінімальний час у межах однієї і тієї ж пелюстки антенної решітки при її “засліпленні”. Аналіз показав, що метод просторово-часового доступу цілком сумісний з уже існуючим протоколом доступу і формує якість сервісів (QoS), що визначається механізмами контролю доступу (МКД) і механізмами запиту смуги пропускання (ЗСП).

10. Розроблена аналітична модель, що дозволяє визначити характеристики часу обслуговування пакетів при використанні механізму запиту смуги пропускання AC і порівняти при цьому дані характеристики для випадку використання методу просторово-часового доступу і без нього. Ці дані дозволяють зробити висновок, що

включення механізму просторово-часового доступу призводить до підвищення якісних показників часу обслуговування у 8-12 разів.

11. З метою більшої оперативності при формуванні багатопроменевої діаграми спрямованості кругової антени рекомендовано використання методу синтезу парціальних діаграм, що дозволяє отримати більш точне, хоча й енергетично менш ефективне рішення. Зроблено оцінку продуктивності цифрового обчислювача, що реалізує алгоритм управління діаграмою спрямованості багатопроменевої антени. Показано, що для формування одного парціального променя необхідно  $1436 \times 10^3$  операцій, для формування багатопроменевої діаграми спрямованості знадобиться  $1759 \times 10^8$  операцій.

12. У роботі поряд із централізованими методами доступу, що реалізують-ся на базі центрального процесора розглянуто метод децентралізованого доступу з використанням технології P2P, коли відповідно до надходження заявки від АС мережею виділяється необхідний ресурс незалежно від інших заявок, що дає можливість істотно підвищити продуктивність і надійність доступу. Запропоновано математичну модель управління потоком фрагментів в піринговій мережі P2P-TV при передачі відеоконтенту з використанням критерію мінімуму сумарної втрати часу на обслуговування  $N$ -фрагментів інформаційної послідовності. Отримане рішення приводить до процедури динамічного програмування.



**СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. Про радіочастотний ресурс України: Закон України зі змінами і доповненнями згідно із Законом № 5459-VI від 16.10.2012 р.
2. Про схвалення Концепції єдиної інформаційно-комунікаційної платформи: Рішення НКРЗІ № 34 від 24.01.2013 р.
3. Про Основні засади розвитку інформаційного суспільства в Україні на 2007-2015 роки : Закон України / Верховна Рада України // Відомості Верховної Ради України. 2007. № 12. С. 102.
4. Справочник по радиоконтролю. Женева : МСЭ, 2011 р.
5. Final Acts. World Radiocommunication Conference (WRC-15). Geneva, 2015.
6. Erik Dahlman, Stefan Parkvall, Johan Sköld.  
4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / Erik Dahlman; Academic Press is an imprint of Elsevier; The Boulevard, Langford Lane, Kidlington, Oxford, UK, 2011. 431p.
7. Тихвинский В.О., С.В.Терентьев, А.Б.Юрчук. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / Москва: Эко-Трендз, 2010. 284с.
8. Farooq Khan. LTE for 4G Mobile Broadband. Air Interface Technologies and Performance. Cambridge University Press, 2000. 492 p.
9. 5G Radio Access. Research and Vision / Ericsson White Paper. Jule, 2013.
10. Ким А. В., Тихвинский В. О. Новый мобильный горизонт: итоги MWC-13. *Электросвязь*. 2016. № 3. С.56-59.
11. Тихвинский В. О., Архипкин В. Я. LTE World Summit-2013: на пути к 5G. *Электросвязь*, 2013. № 7. С.32-388.
12. Mobile and wireless communications Enablers for the 2020 Information. Society. EU FP7 ICT-317669-METIS . URL: <http://www.metis2020.com>
13. Niri S. G. Towards 5G. LTE World Summit-2013.
14. Тихвинский В.О., Бочечка Г.С. Концептуальные аспекты создания 5G. *Электросвязь*, 2013. № 10. С. 29-33.
15. Скрынников В. Г. Будущий облик 5G. *Электросвязь*. 2013. № 10. С. 34-37.
16. Hardouin E. 5G: an operator's perspective // LTE World Summit-2013.

17. Osseiran A. The 5G Mobile and Wireless Communications: Challenges and Scenarios // LTE World Summit-2013.
18. Shahram G. Niri. Toward 5G / LTE World Summit 2013. 5G Innovation Centre, University of Surrey. June. 2013.
19. Seidel, Eiko. 3GPP LTE-A Standardisation in Release 12 and Beyond / Nomor Research GmbH, Munich, Germany. January. 2013.
20. Nakamura T. RAN Evolution Beyond Release 12 //NTT DoCoMo, Inc. LTE World Summit. 25 June. 2013.
21. Gerhard Wunder. 5th Generation Non-Orthogonal Waveforms for Asynchronous Signalling, COST Meeting, Ferrara-2014, Italy.
22. Тихвинский В. О., Бочечка Г. С. Перспективы сетей 5G и требования к качеству их обслуживания. *Электросвязь*. 2014. № 11. С. 40–43.
23. Azar Y., Wong G. N., Wang K. et al. 28 GHz Propagation Measurements for Outdoor Cellular Communications Using Steerable Beam Antennas in New York City: 2013 IEEE International Conference on Communications (ICC). Budapest, Hungary. June 9-13. 2013.
24. Баланис К. А. Введение в смарт-антенны / К. А. Баланис, П. И. Иоанидес. Техносфера, 2012. 200 с.
25. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / И. А. Гепко, В. Ф. Олейник, Ю. Д. Чайка, А. В. Бондаренко. Київ : ЕКМО, 2009. 672 с.
26. Парнес М. Адаптивные антенны для системы связи WiMax // Беспроводные технологии. 2007. № 2. С. 156–158.
27. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. Москва : Техносфера, 2011. 904 с.
28. T. Thrassyvoulou. Adaptive beamforming: Using a complex bounding ellipsoid algorithm with gradient projections. Master's thesis. Arizona State University, Aug. 2003.
29. G. Okamoto. Developments and advances in smart antennas for wireless communications, Santa Clara University, Tech. Rep., 2003. URL: [www.wmrc.com/businessbrieflng/pdf/wireless\\_2003/Publication/okamoto.pdf](http://www.wmrc.com/businessbrieflng/pdf/wireless_2003/Publication/okamoto.pdf).
30. A. O. Boukalov, S. G. Haggman, «System aspects of smart-antenna technology in cellular wireless communications — an overview», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.

- 48, no. 6, pp. 919-929, June 2000. doi:10.1109/22.846718 160 Introduction to smart antennas.
31. J.C. Liberti, T.S. Rappaport. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1999.
32. A.J. Paulraj and C.B. Papadias, «Space-time processing for wireless communications», IEEE Signal Process. Mag., vol. 14, no. 6, pp. 49-83, Nov. 1997. doi:10.1109/79.637317.
33. Shekh K., Gesbert D., Gore D., Paulraj A. Smart antennas for broadband wireless access networks . IEEE Communication Magazine. Nov. 1999.
34. R. G. Vaughan. «On optimum combining at the mobile», IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 37, pp. 181-188, Nov. 1988. doi:10.1109/25.31122.
35. S. C. K. Ko and R. D. Murch, «On optimum combining at the mobile», IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp. 954-960, June 2001. doi:10.1109/8.931154.
36. J.S. Colburn, Y. Rahmat-Samii, and M.A. Jensen, «Diversity performance of dual antenna personal communication handsets», in Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig., July 1996, pp. 730-733. doi:full text.
37. S.W. Kim, D.S. Ha, J.H. Kim, «Performance gain of smart dual antennas at handsets in 3G CDMA System», in CDMA International Conference, vol. 2, Nov. 2000, pp. 223-227.
38. T.A. Denidni, D. McNeil, and G. Y. Delisle, «Experimental investigations of a new adaptive dual-antenna array for handset applications». IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 52, pp. 1417-1423, Nov. 2003. doi:10.1109/TVT.2003.816646.
39. I. Stevanovic, A. Skrivervik, and J. R. Mosig, «Smart antenna systems for mobile communications». Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, Suisse, Tech. Rep., Jan. 2003. [Online]. Available: <http://lemawww.epfl.ch>.
40. P. H. Lehne and M. Pettersen, «An overview of smart antenna technology for mobile communications systems», IEEE Communications Surveys, vol. 2, no. 4, pp. 2-13, Fall Quarter 1999. URL: [www.comsoc.org/livepubs/surveys/public/4q99issue/pdf/Lehne.pdf](http://www.comsoc.org/livepubs/surveys/public/4q99issue/pdf/Lehne.pdf).
41. Rom R. Multiple access protocols: Performance and analysis / Rom R., Sidi M. – Springer-Verlag, N.Y., 1990.

42. Москалец Н.В. Наорс І. Анад. Проблемы внедрения в Украине систем широкополосного беспроводного доступа WiMAX с учетом эффективного использования частотного ресурса. Зб. матер.13-го *Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у ХХІ ст.»*, м.Харків, ХНУРЕ, 2009р. Харків, 2009. С. 153.
43. Москалец Н.В., Тарасов К.А. Методы организации пространственно-временного доступа в системах мобильной связи. *Третий Всеукраинской научно-технической конференции «Информатика, управление и искусственный интеллект» (ИУИИ-2016)* (г. Харьков, НТУ "ХПИ", кафедра вычислительной техники и программирования), 23-25 ноября, 2016р. Харків, 2016. С. 58.
44. Москалец Н.В. Анализ методов повышения производительности современных сетей мобильной связи на основе организации пространственно-временного доступа. Зб. матер. 20-го *Ювілейного міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у ХХІ ст.»*, м.Харків, ХНУРЕ, 19-21 квітня, 2016. Харків, 2016. С. 53–54.
45. Поповський В. В., Сабурова С. О., Олійник В. Ф., Лосєв Ю. І., Агеєв Д. В. та ін. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / за заг. наук. ред. В. В. Поповського. Харків : СМІТ, 2006. 564 с.
46. Поповский В. В. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах: учебник / В. В. Поповский, В. Ф. Олейник. Харьков: СМІТ, 2011. 362 с.
47. Поповский В. В. Эффективное использование всего физического пространства сигналов в мобильных телекоммуникационных системах / В. В. Поповский, Ю. А. Василенко // Межрегиональный форум МСЭ. Национальная комиссия, осуществляющая государственное регулирование в сфере связи и информатизации (НКРСИ) (г. Киев, 11-13 сентября 2012 г.). Киев, 2012. С.42–45.
48. Москалец Н.В., Селиванов К.А., Наорс І. Анад. Анализ энергетических параметров системы WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 143–147.
49. Бабков В. Ю. Сотовые системы мобильной радиосвязи : учеб. пособие / В. Ю. Бабков. 2-е изд., перераб. и доп. Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2013. 432 с.

51. Про затвердження Плану використання радіочастотного ресурсу України : Постанова Кабінету міністрів України від 9 червня 2006 р. № 815 із змінами і доповненнями, внесеними постановами від 5 вересня 2012 року № 838.
52. Веерпалу В. Э. Экономическая эффективность использования РЧС операторами подвижной связи / В. Э. Веерпалу, Е. Е. Володина, Е. Е. Девяткин. Электросвязь № 1. 2008. С. 27–29.
53. Про телекомунікації : Закон України / Відомості Верховної Ради. 1994. №12.
54. Farhang-Boroujenu B. Signal Processing Techniques for Software Radios// Lulu publishing house, 2010.
55. Farhang-Boroujenu B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine.— 2011.— Vol. 28, № 3.— P. 92—112.
56. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S. Filtered multitone modulation for VDSL // Proc. IEEE Globelcom'99.— 1999 — Vol. 2 — P. 1139—1144.
57. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S., Cioffi J. M. Filtered multitone modulation techniques for very high speed digital subscriber lines // IEEE Commun. Mag — 2000 - Vol. 38, № 5 — P. 98— 104.
58. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S. Filtered multitone modulation for very high speed digital subscriber lines // IEEE J. Select. Areas Commun.— 2002 — Vol. 20, № 5.— P. 1016—1028.
59. Saltzberg B.R. Performance of an efficient parallel data transmission system // IEEE Transactions on Communication Technology— 1967 — Vol. 15.— P. 805—811.
60. Коляденко Ю. Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой // Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань. 2003. № 2. С.128–132.
61. Коляденко Ю. Ю. Рекурсивная процедура оценки пространственного спектра сигналов в задачах управления базисом наблюдения для сотовых систем связи // Радиотехника, Всеукр. Межвед. Научн.-Техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 20–24.
63. Коляденко Ю. Ю. Анализ эффективности рекурсивной процедуры оценки пространственного спектра сигналов для систем радиосвязи // Праці УНДІРТ, Теорети-

чний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення. 2004. № 4 (40). С. 59–62.

64. Москалец Н.В, Селиванов К.А., Никитенко Т.В. Анализ нелинейных искажений в радиотракте с применением различных методов оценки нелинейности. *Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций»*. 2011. № 2 (4). С. 150–161. URL: [http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/112\\_selivanov\\_radio.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/112_selivanov_radio.pdf).

65. Popovskij, V. A. Barkalov, L. Titarenko. Control and adaptation in telecommunication system: Mathematical foundations. Tom 94. Springer Science & Business Media. 2011.

66. Yen R. Y. Unbiased MMSE vs. biased MMSE equalizers // *Tamkang J. of Science and Engineering*. 2009. Vol. 12..N1. P. 45-56.

67. Liu H., Schniter P., Fu H., Casas K. A. Frequency domain turbo equalization for vestigial sideband modulation with punctured trellis coding // *Proc. of IEEE 7<sup>th</sup> Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Comniunications, 2006*. P. 1-5.

68. Renveimto N., Cherubini G. Algorithms for Communications Systems and Their Applications. John Wiley & Soris, 2002. 1285 p.

69. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters: theory and applications. –ДЛйЖ

70. Прокис Д. Цифровая связь и связь, 2000. — 800 с.

71. Talakoub S., Shahrrava B. Turbo equalization with iterative online SNR estimation // *Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Gonf. 2005*. Vol. 2. P. 1097-1102.

72. Godard D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems // *IEEE Transactions on Communications*. 1980, Vol. 28. N 11. P. 1867-1875.

73. Chan C., Petraglia M., Shynk J. Frequency-domain implementations algorithm // *Proe. of Twenty-Third Asilomar Gonf. on Signals, Systems and to* 1989. Vol. 2. P. 663-669.

74. Ungerboeck G. Channel coding with multilevel pTheory. 1982. Vol. 28. N 1. P. 55-67.

75. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Модели одноранговых пиринговых сетей для передачи потоков IPTV. *Международный научно-исследовательский журнал*. 2014. Ч. 2. № 4(23). г. Екатеринбург. С. 46–50.

76. Setton E., Girod B. Peer-to-Peer Video Streaming// Springer. 2007.150p.;
77. Wu D., Liu Y., Ross K.W. Queuing Network Models for Multi-Channel Live Streaming Systems//Proc. of the 28 th Conference on Computer Communications (IEEE Infocom 2009), April 19-25,2009. Rio de Janeiro, Brazil. p.73-81.
78. S.Saburova, E.Popovskaya, Y. Hussein, Development of services in the IP multimedia subsystem. *Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник «Радиотехника»*. Выпуск 159. 2009. С. 229–233;
79. Oshchepkov M.U., Popovskaya E.O. Development of mathematical models of peer-to-peer networks with IPTV flows transmission, Сб. науч.тр. Молодежной научно-практической конференции СКФ МТУСИ «ИНФОКОМ-2014», г. Ростов-на-Дону;
- 80.Loeve M., Probability theory, Vols I and II, 4 th ed. Springer-Verlag: Berlin, Heidelberg,New York, 1960.
81. Wehrle K., Gunes M., Gross J. Modeling and tools for Network simulation, Springer Heidelberg Dordrecht London New York, 2010;
82. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Анализ динамики пиринговой сети. *Международный научный журнал «Символ науки»*. 2017. № 03-2. С.106–109.
83. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Функциональная модель управления в сетях пиринговой связи. *Научный журнал “Радиоэлектроника и информатика”*. ХНУРЕ. 2017. №1. С. 48–52.
84. Baptiste Ph. Scheduling Equal – Length Jobs on Identical Parallel Machines // *Discrete Appl. Math.* 2000. № 103. P. 21-32.
85. Smith W.E. Various optimizers for single – stage production // *Naval Res. Logistics Quarterly.* 1956. № 3. P. 59-66.
86. Shen X., Yu H., Buford J., Akon M. Handbook of Peer-to-Peer Networking, Springer New York Dordrecht Heidelberg London”, 2010;
87. Москалец Н.В., Поповская Е.О., Тарасов К.А. Оптимизация суммарного взвешенного времени обслуживания в пиринговой сети. *Международный научно-исследовательский журнал Научный альманах*. 2016. № 6-2 (20). С. 110–116.

88. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Фрагментация TV-контента в P2P-сетях с помощью процедуры динамического программирования. *Зв'язок. №2(126), (березень-квітень), 2017. С.14–17.*
89. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Методы управления потоком фрагментов в пиринговых сетях. *Видання "Збірник матеріалів Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій».* Київ, 18 квітня, НДІ телекомунікацій ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, 2017р. Київ, 2017. С.1–90
90. Moskalets N., Popovskaya E. Mathematical scheduling models of IPTV peer to peer networks. *Матеріали 3-ї Міжнародної наукової конференції «Інформація, комунікації, суспільство» (IEEE), м.Славське, 21-24 травня, 2014р., Славське, 2014. С. 20–21.*
91. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Повышение эффективности использования радиочастотного ресурса при внедрении систем широкополосного беспроводного доступа WiMAX. *Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.155.С. 186–190.*
92. Москалец Н.В. Использование метода оптимизации упаковки объектов в задачах планирования фемтостільник мобільних систем зв'язи. *Наукове періодичне видання "Системи управління, навігації та зв'язку". 2017. №2(42). С.185–187.*
93. Moskalets M., Kuzminich I. Methods of Femtocells Planning Using Methods of Packaging Optimization. *3rd International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology» (IEEE PIC S&T` 2016) (IEEE), Kharkiv, NURE, October 4-6, 2016. Харків, 2016. С. 211-213.*
94. Москалец Н.В. Метод использования генетических алгоритмов при распределении ресурсов в группировке радиоэлектронных средств. *Национальная ассоциация ученых (НАУ). Ежемесячный научный журнал. 2015. № 4 (9), Часть 2 . С.141–143.*
95. Белокурський Ю.П., Москалец Н.В., Коваленко О.В., Захаров В.М. Геоінформаційні технології для планування зв'язку та розміщення засобів радіоелектронної боротьби Зб. тез доповідей III-ї науково-практичної конференції "Наукове забезпечення службово-бойової діяльності внутрішніх військ МВС України", секція 2,



м.Харків, Академія внутрішніх військ МВС України, 2011 р., 30-го березня. Харків, 2011. С. 76–78.

96. Москалец Н.В. Методика анализа электромагнитных взаимодействий в больших радиоэлектронных системах. *Сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции «Вопросы образования и науки: теоретический и методический аспекты»*. 2015, 30 июня. Россия, г.Тамбов. С.89–92.

97. Москалец Н.В. Анализ задач реализации пространственно-временного доступа в системах мобильной связи 4-го поколения. Зб. матер. 19-го *Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.»*, м.Харків, ХНУРЕ, 20 - 22 квітня, 2015р. Харків, 2015. С. 69-70.

98. Moskalets M.V. Effective use of multibeam antenna and space-time multiple access technology in modern mobile communication systems. *X International Conference on Antenna Theory and Techniques Proceedings (IEEE)*, Ukraine, Kharkiv, NURE, 21-24 april, 2015. Харків, 2015. С.1–2.

99. Markendahl J., Makitalo O. A comparative study of deployment options, capacity and cost structure for macro cellular and femtocell networks // *IEEE 21th Intern. Symp. on PIMRC*. 2010. P. 145–150.

100. Pirinen P. Co-channel co-existence study of outdoor macro cell and indoor femtocell users // *IEEE Wireless Conf*. 2010. P. 207–213.

101. Nihtila T. Capacity improvement by employing femtocells in a macrocell HSDPA Network // *IEEE. Magister Solutions Ltd. Finland*, 2008. – 96 p.

102. Mahmoud H., Guvenc I. A comparative study of different deployment modes for femtocell networks // *Proc. of IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC)*. 2009. P. 1–5.

103. Claussen H. Performance of macro- and co-channel femtocells in a hierarchical cell structure // *Proc. Of IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC)*. Athens, Greece, Sept. 2007. 5 p.

104. Chandrasekhar V., Andrews J. G. Uplink capacity and interference avoidance for two-tier cellular networks // *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom)*, Washington, DC, Nov. 2007. 5 p.

105. Chandrasekhar V., Andrews J. G., Gatherer A. Femtocell networks: A survey // IEEE Communications Magazine. 2008. Vol. 46. N 9. P. 59–67.
106. Карташов А. В., Лученцова Н. В. Одна реализация метода последовательно-одиночного размещения для решения задачи оптимального размещения кругов различных радиусов в полосе. Компьютерна система та інформаційні технології.
107. Казаков А. Л., Лебедев П. Д. Алгоритмы построения оптимальных упаковок для компактных множеств на плоскости. Вычислительные методы и программирование. 2015. Т. 16 307.
108. Чеканин В. А., Чеканин А. В. Модели конструирования ортогональной упаковки объектов. Информационные технологии и вычислительные системы 2/2014
109. П.И. Стецюк, Т. Е. Романова, Г. Шайтхауэр. О глобальном минимуме целевой функции в задаче равновесной упаковки кругов. *Доповіді Національної академії наук України*, 2014, №6. С.53-57.
110. Коваленко А. А. Упаковка круговых цилиндров в цилиндрический контейнер с учетом специальных ограничений поведения системы / А. А. Коваленко, А. В. Панкратов, Т. Е. Романова, П. И. Стецюк // Журнал обчислювальної та прикладної математики. 2013. № 1 (111). С.126–134.
111. Заруба Д. В., Запорожец Д. Ю., Кравченко Ю. А. Использование методов эволюционной оптимизации для решения задач трехмерной упаковки Информатика, вычислительная техника и инженерное образование. 2012. № 2 (9).
112. Чеканин В. А., Чеканин А. В. Эффективные модели представления ортогональных ресурсов при решении задачи упаковки. *Информационноуправляющие системы*. № 5, 2012. С.29-32
113. Mitola J. III and Maguire G.Q. Cognitive radio: making software radios more personal// IEEE Personal Communications. — Vol. 6. No. 4 — Aug. 1999. P. 13—18.
114. Mitola J. III. Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications// Mobile Multimedia Communications

115. Ghasemi A., Sousa S.E. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, hallenges, and design trade-offs// IEEE Communications Magazine, vol. 46, April 2008. - P. 32-39.
116. Yildiz I.F., Lee W.-Y., Vuran M. C., Shantidev M. A Survey on Spectrum Management in Cognitive Radio Networks // IEEE Communications Magazine, vol. 46, April 2008. - P. 40-48.
117. Ю.А. Громаков, В.В. Родионов, К.С. Настасин, Повышение скорости передачи данных в сетях GSM на основе когнитивного радио «Электросвязь», № 1, 2012
118. Hanzo I., Akhlman J, Wang I., Jiang M. MIMO-OFDM for LTE, Wi-Fi and WiMAX. Coherent versus Non-Coherent and Cooperative Turbo-trancievers.— Chichester, U.K.: John Wiley & Sons.2011, 658 p.
119. Jankiraman M. Space-Time Codes and MIMO systems.— USA, MA, Artech House.— 2004, 327 p.
120. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels. Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems.— Chichester, U.K.: John Wiley & Sons.— 2006. 363 p.
121. Telatar E. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. European Transactions on Telecommunications.— November/December 1999.— Vol. 10, № 6 — P.585-595.
122. Foschini G.J., Gans M.J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas // Wireless Personal Communications.— March 1998— Vol. 6, № 3 — P. 311— 335.
123. Van Zelst. Space division multiplexing algorithms / in Proc. of the 10th Mediterranean Electrotechnical Conf. (MELECON) 2000 —May 2000 —Vol. 3.—P. 1218-1221.
124. Da-Shan Shiu, Foschini G.J., Gans M.J., Kahn J.M. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems // IEEE Transactions on Communications.— March 2000.— Vol.48, № 3.— P. 502-513.
125. Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications // IEEEJournal on Selected Areas in Communications. - October 1998. -16, N 8. - P 1451-1458.

126. Perini P.L. Angle and space diversity comparisons in different mobile radio environments/ P.L. Perini, C.L. Holloway; IEEE Trans. Antennas Propagat., June 1998. – vol.46, no.6, pp.957-1000/
127. Godara L.C. Applications of antenna arrays to mobile communications. Part 2: Beamforming and direction-of-arrival considerations in Proc. / L.C. Godara; IEEE vol.85, Aug 1997, pp.1195-1245.
128. Lehne P.H. An overview of smart antenna technology for mobile communications systems/ P.H. Lehne, M. Pettersen; IEEE Communications Surveys, Fall Quarter 1999/ – vol.2, no. 4, pp.2–13.
129. Winters J.H. Smart antennas for wireless systems / J.H. Winters; IEEE Personal Commun. Mag.– Feb.1998.– Vol.5, no. 1, pp.23-27
130. Москалец Н.В. Анализ системных подходов по использованию методов пространственно-временного доступа. *Научно-практическая конференция «Применение информационных технологий в подготовке и деятельности сил охраны правопорядка»* (Национальная академия Национальной гвардии Украины, г.Харьков, 15-16 марта, 2017г.). Харків, 2017. С.129–131.
131. Тихонов В. И., Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. Москва : Радио и связь,1991. 608 с.
132. Морозова Е. О. Нейросетевая обработка сигналов моноимпульсной локации / Е. О. Морозова, П. Е. Овчинников, М. Ю. Семенова // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2013. № 6 (1). С. 62–66.
133. Уоссермен Ф. Нейрокомпьютерная техника : Теория и практика / Ф. Уоссермен. Москва : Мир, 1992.
134. Новикова Н. М. Математические модели нейросетевых и статистических обнаружителей сигналов / Н. М. Новикова, В. Г. Ляликова // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2010. №4. С.62–68.
135. Татузов А. Л. Нейронные сети в задачах радиолокации / А. Л. Татузов. Москва : Радиотехника, 2009. 432 с.
136. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. Москва : Радио и связь,1989. 656 с.

137. Митрофанов Д. Г. Моделирование задачи распознавания целей по их радиолокационным изображениям нейросетевым способом / Д. Г. Митрофанов, А. В. Сафонов, А. Г. Прохоркин // Радиотехника, 2007. № 2. С. 3–9.
138. Акимов П. С. Обнаружение радиосигналов / П. С. Акимов, Ф. Ф. Евстратов, С. И. Захаров / под ред. А.А. Колосова. Москва : Радио и связь, 1989. 288 с.
139. Новикова Н. М. Компьютерное моделирование непараметрических статистических и нейросетевых обнаружителей / Н. М. Новикова, В. Г. Ляликова // Радиотехника, 2011. № 4. С. 41–50.
140. Круглов В. В. Искусственные нейронные сети Теория и практика / В. В. Круглов, В. В. Борисов. // Москва : Горячая линия – Телеком, 2002. 352 с.
141. Прасолова А. Е. Нейросетевые и статистические алгоритмы / Прасолова А. Е. // Телекоммуникации, № 2. 2010. С. 2–6.
142. Зинчук В. М. Энергетическое обнаружение с постоянным уровнем ложных тревог сигнала с неизвестной амплитудой и формой на фоне гауссовской помехи с неизвестной дисперсией / Ю. Г. Сосулин, А. Е. Лимарев, В. М. Зинчук, Ю. Г. Сосулин, А. Е. Лимарев, Ю.Н. Максюты // Радиотехника и электроника, 2010. том 55. № 10. С. 1200-1210.
143. Урковиц Н., Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии / Урковиц Н. ТИИЭР, 1967. Т 55. № 4. С. 50-59.
144. Scharf L.L., Lytle D. W. // IEEE Trans. 1971. V. IT-17. №4. P. 401.
145. Леман Э. Проверка статистических гипотез / Э. Леман. Москва : Наука, 1979.
146. Kendall M., Statistical Interference and Relationship [Text] / M. Kendall, A. Stuart. - М.: Nauka. 1973.
147. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Пер. с англ. под ред. Горяинова В. Т. Москва : Сов. радио, 1972. Т. 1. 1977. Т. 3. 2014. № 4. С.32–38.
148. Костылев В.И., Обобщённое энергетическое обнаружение квазидетерминированных сигналов на фоне шума Лихтера / В. И. Костылев, И. П. Гресь // Вестник ВГУ, Серия: системный анализ и информационные технологии

149. Костылев В. И. Характеристики энергетического обнаружения квазидетерминированных радиосигналов с нерэлеевским распределением флуктуаций амплитуды // Известия ВУЗов. Радиофизика, 2002. Т. 45. № 5. С. 450–457.
150. Костылев В. И. Характеристики энергетического обнаружения неизвестных радиосигналов на фоне шума Лихтера / В. И. Костылев, М. П. Сличенко // Известия ВУЗов. Радиофизика, 2008 . Т. 51. № 10. С. 889–898.
151. Zinchuk V.M., Efficiency of Generalized Marcum Q-Function Computational Algorithms [Text] / V.M. Zinchuk. A.Ye. Limarev, Ye.A. Izhbakhtina // Investigation of Methods for Increasing - Proc. of 5-th International Scientific Conference: Radar. Navigation. Communication. Voronezh. April 20-23. 1999. Russia, vol. 1, pp. 68-82.
152. Chen Y. Improved Energy Detector for Random Signals in Gaussian Noise –, IEEE Transactions on Wireless Communications, Feb., 2010. – v. 9, p. 558–563.
153. Бакут П. А., Иванчук Н. А., Жулика Ю. В. Обнаружение движущихся объектов.— М.: Сов. радио, 1980.
154. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Т. 1: Пер. с англ. / Под ред. Е. Б. Дынкина и Ю. В. Прохорова. Москва : Мир, 1964.
155. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Москва : Радио и связь, 1981.
156. Москалец Н.В., Скибин В.П. Модель состояния телекоммуникационной сети в условиях случайных воздействий. *Международный научный журнал “Наука и Мир”*. 2014. Том 1, №3 (7). С.181–184.
157. Москалец Н.В., Скибин В.П. Анализ состояния ТКС по результатам самодиагностирования. *Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи*. 2014. №1. С. 329–333.
158. Москалец Н.В. Анализ методов обнаружения вызывных сигналов абонентских станций в мобильных системах связи. *Научный журнал «ScienceRise»*. 2016. № 8/2 (25). С. 26–35.
159. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. Москва : Радио и связь, 1986. 352 с.
160. Trunk G.V. Survey of radar ADT // *Microwave J.* 1983. V. 26. №7.

161. Трухачев А. А. Радиолокационные сигналы и их применения. Москва : Воениздат, 2005. 320 с.
162. Chao Wen, Guangming Shi, Xuemei Xie. Estimation of Directions of Arrival of Multiple Distributed Sources for Nested Array. *Signal Processing*. doi:10.1016/j.sigpro.2016.07.011.
163. Wen-Jun Zeng, Direction-of-arrival estimation based on spatial–temporal statistics without knowing the source number [Текст] / Wen-Jun Zeng , Xi-Lin Li, H.C. So // *Signal Processing*. – Volume 93. – Issue 12. – December 2013. – P. 3479–3486.
164. Cheng Qian, Direction-of-Arrival Estimation for Coherent Signals Without Knowledge of Source Number Cheng Qian [Текст] / Cheng Qian, Lei Huang, Wen-Jun Zeng, Hing Cheung So // *Sensors Journal*. – Vol. – 14. – No.– 9. – September, 2014.– P. 3267
165. H. Chen, Direction-of-Arrival Estimation Based on Sparse Recovery with Second-Order Statistics [Текст] / H. Chen, Q. Wan , R. Fan , F. Wen // *Radioengineering*. – Vol. 24, No 1. – April 2015.– P.208-213.
166. Wenyi Wang, High Resolution Direction of Arrival (DOA) Estimation Based on Improved Orthogonal Matching Pursuit (OMP) Algorithm by Iterative Local Searching [Текст] / Wenyi Wang, Renbiao Wu // *Sensors*. – 2013. № 13. – P. 11167-11183.
167. K. Yao, Maximum Likelihood DOA Estimation of Multiple Wideband Sources in the Presence of Nonuniform Sensor Noise [Текст] / K. Yao , R. E. Hudson , F. Lorenzelli , C. E. Chen // *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*. – Dec 2007. – 1687-6172;
168. Yakov S. Shifrin, Statistical analysis of “superresolving” methods for direction-of-arrival estimation of noise radiation sources under finite size of training sample / Yakov S. Shifrin, David I. Likhovitskiy // *Signal Processing*. – Volume 93. – Issue 12. – December 2013. – P.3382–3399.
169. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation Edited by:T. Engin Tuncer and Benjamin Friedlander/ 2009 Elsevier Inc. P.451
170. Advances in Direction-of-Arrival Estimation / [edited by] Sathish Chandran. Library of Congress Cataloging-in-Publication Data. 2006. P.478

171. Vahid Tarokh *New Directions in Wireless Communications Research* Harvard University School of Engineering & Applied Sciences, 2009 P.483
172. Moskalets M.V. Method of detection and evaluation of activated subscriber stations in a mobile system communication 4G. *First International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology»* (IEEE PIC S&T` 2014), Ukraine, Kharkiv, NURE, 2014, October 14-17. Харків, 2014. С.122–124.
173. Москалец Н.В., Наорс И Анад Алсалим, Теплицкая С.Н. Анализ методов определения направления прихода сигналов в задачах пространственно-временного доступа. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2016. № 4/9 (82). С. 36–44.
174. Moskalets N.V., S.Teplytska. Analysis of methods using for superresolution of the signals in the tasks of space-time access. *Scientific journal «EUREKA: Physics and Engineering*. 2016. Volume 5(6). P.16–24.
175. Москалец Н.В., Колоколов А.В. Анализ методов сверхразрешения в задачах пространственно-временного доступа. *V-а Міжнародна науково-практична конференція «Фізико-технологічні проблеми передавання, оброблення та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах»*. Україна, Чернівці, 3-5 листопада, 2016. Чернівці, 2016. С. 200–201.
176. Москалец Н.В. Сравнительный анализ методов оценки направления прихода сигналов. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2017. Вып.188. С.126–135.
177. Moskalets M. Analysis of Methods Direction of Arrival Estimation in Space-Time Access. *Первая МНТК «Компьютерные и информационные системы и технологии»*, г.Харьков, ХНУРЭ, 20-22 апреля, 2017г. Харків, 2017. С. 54.
178. Москалец Н.В. Сравнительная оценка методов определения направления прихода сигналов на основе выборочной корреляционной матрицы. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. 2017. №16 (1238). С. 53–61.
179. Вендик О. Г. Антенны с электрическим сканированием / О. Г. Вендик, М. Д. Парнес. Москва: Радиотехника, 2001. 352с.



180. Марков Г. Т. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. Изд. 2-е, перераб. и доп. Москва : Энергия, 1975. 528 с.
181. Godara L. C. Smart Antennas / L. C. Godara. – CRC Press.– 2004. – 457 p.
182. Кукес И.С. Основы радиопеленгации / И. С. Кукес, М. Е. Старик. Москва : Сов. Радио, 1964. 640 с.
183. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер; Пер. с англ. Москва : Радио и связь, 1986. 486 с.
184. Ратынский М. В. Анализ характеристик алгоритмов пеленгации со сверхразрешением / М. В. Ратынский // Журн. Радиотехника, 1992. № 10. С. 63–66.
185. Караваев В. В. Статистическая теория пассивной локации / В. В. Караваев, В. В. Сазонов. Москва: Радио и связь, 1987. 240 с.
186. Сычев М. Н. Пространственно-временная обработка радиосигналов на основе параметрического спектрального анализа / М.Н.Сычев // Журн. Антенны. 2001. Вып.1 (47). С. 28–36.
187. Roy R. ESPRIT - estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / T. Kailath, R. Roy // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Process. 1989. — vol. 37. —No. 7. —pp. 984-995.
188. Johnson D.H., Miner G.E. Comparison of superresolution algorithms for radio direction finding. "IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst", 1986, Vol.22, No.4,p.432-441.
189. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. "Proc. IEEE", 1969, Vol.57, No.8, p.1408 - 1418.
190. Nickel U. Angular superresolution with phased array radar: a review of algorithms and operational constraints. "IEE Proc", Pt.F, 1987, Vol. 134, No.1, p.53 - 59.
191. Gabriel W.F. Spectral analysis and adaptive array superresolution technique. "Proc IEEE", 1980, Vol.68, No.6, p.654 - 667.
192. Borgiotti G.V., Kaplan L.J. Superresolutions of uncorrelated interference sources by using adaptive array techniques. "IEEE Trans. Antennas and Propag.", 1979, Vol.27, No.6, p.842 - 845.

193. Lavate T. B., Kokate V. K., Sapkal A. M. Performance Analysis of MUSIC and ESPRIT DOA Estimation Algorithms for Adaptive Array Smart Antenna in Mobile Communication. – International Journal of Computer Networks (IJCN), vol. 2, iss. 3, 2010.
194. Григорян Д. С. Определение области сверхразрешения источников излучения по пространству в цифровых антеннах при собственных шумах и неидентичностях приемных трактов / Д.С.Григорян // Журн. Радиотехника, 2007. № 8. С.43–48.
195. Москалец Н. В. Анализ распределения частот в сотовых системах связи с позиции оценки ЭМС / Н. В. Москалец, К. А. Селиванов // Зб. матеріалів 13-го міжнародного молодіжного форуму [«Радіоелектроніка і молодь у ХХІ ст.»] / Харків : ХНУРЕ. 2009. 154 с.
196. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4 G / Вишнеvский В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. Л. Москва : Техносфера, 2009. 472 с.
197. Москалец Н.В., Василенко Ю.А. Анализ характеристик систем широкополосного беспроводного доступа 4G. *Науково-технічна конференція Академії внутрішніх військ МВС України «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку»*, м.Харків, 2012р. Харків, 2012. С.12–13.
198. Воскресенский Д. И. Устройства и антенны СВЧ / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев. Москва : Радиотехника, 2006. 376 с.
199. Юдин В. В. Кольцевые антенные решетки : схемно-пространственная мультиплексия и направленное излучение / В. В. Юдин. Москва : Радио и связь, 2001.
200. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И. Я. Кремера. Москва : Радио и связь, 1984. 224 с.
201. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем: учебное пособие для вузов / А. А. Коростелев. Москва : Радио и связь, 1987. 320 с.
202. Марчук Л. А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи / Л. А. Марчук. Львов : ВАС, 1991. 136 с.
203. Флаксман А. Г. Пространственное разделение пользователей в МІМО-системах, использующих параллельную передачу данных / А.Г. Флаксман // Изв. Вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45. № 11. С. 986–997.

204. Хлапонин Ю. И. Формирование диаграммы направленности антенных систем технологии ММО сети LTE / Ю. И. Хлапонин // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. Информационно-управляющие системы. 2015. Том 1. № 9(73). С. 23–26.
205. Москалец Н.В. Методы организации пространственно-временного доступа в системе мобильной связи. *Вісник Національного технічного університету "ХПИ"*. – 2016. – № 4(1176). С. 49–58.
206. Электромагнитная доступность источников радиоизлучений : учебное пособие / Под ред. В. В. Поповского. ВАС, 1987. 262 с.
207. Москалец Н.В., Поповский В.В. Анализ применимости алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки в системах мобильной связи. *Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций»*. 2016. №2(19). С. 3–27. URL: [http://pt.journal.kh.ua/2016/2/1/162\\_popovsky\\_stsp.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2016/2/1/162_popovsky_stsp.pdf).
208. Поповский В. В. Методы научных исследований в телекоммуникациях. Учебное пособие. 2 т. Харьков : ТОВ “СМИТ”, 2012. С.
209. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз. Москва : Радио и связь, 1989. 440 с.
210. Генефико Т. А. Сравнительный анализ цифровых алгоритмов адаптивной пространственной фильтрации / Т. А. Генефико, М. Ю. Лишак // Радиотехнические тетради, 2009. № 38. С. 33–37.
211. Марковская теория оценивания в радиотехнике /Под ред. М. С. Ярлыкова. Москва : «Радиотехника», 2004. 504 с.
212. Коляденко Ю.Ю. Анализ потерь эффективности адаптивных антенных решеток в условиях погрешности вектора весовых коэффициентов // Радиотехника. Всеукр. Межвед. Научн.-техн. сб. - 2001. - Вып. 123. - С.163-167.
213. Коляденко Ю.Ю., Анализ эффективности алгоритмов адаптивных антенных решеток в линиях сотовой связи // Радиотехника, Всеукр. меж вед. Научн.-Техн. сб. - 2006. - Вып.144. - С.172-181.
214. Журавлев А.К., Лукошин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. – 240 с.

215. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. - М.: Наука, 1991. - 200 с.
216. Родимов А. П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех / А. П. Родимов, В. В. Поповский. Москва : Радио и связь, 1984. 272 с.
217. Moskalets M. Evaluating The Effectiveness Of Adaptive Antenna Array Weight Coefficients In Discretization. *International Journal "Technology audit and production reserves"*. 2017. №2/2(34). С.12–18.
218. Габидулин, Э.М. Об эффективности адаптивного компенсатора мешающих сигналов [Текст]/ Э.М.Габидулин, В.П.Лёвшин, Н.И.Пилипчук // Тр./ Радио-технич. ин-т АН СССР. - 1982. - № 44. - С. 236-249.
219. Уиттл П. Вероятность: Пер. с англ./ Под ред. В.В Сазонова. - М.: Наука, 1982. - 288 с.
220. Hudson J.E. The effect of signal and weight coefficient quantization in adaptive array processors // *Aspects of signal processing. Part 2/ Ed.: Tacconi G. – Dordrecht; Boston: Reddel, 1977. – P.423-428.*
221. S. Ivandich. Quantisation error modelling of narrowband adaptive arrays using projected perturbation sequences. *Proceedings of ICASSP '94: IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Adelaide, South Australia, Australia, April 19-22, 1994. DOI: 10.1109/ICASSP.1994.389658*
222. Nitzberg R. Effect of errors in adaptive weights // *IEEE Transactions. – 1976. – Vol. AES – 12. – №3.– P.369-373.*
223. Nitzberg R. Computational precision requirements for optimal weights in adaptive processing // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Volume: AES-16, Issue: 4, July 1980 . P: 418 – 425. DOI: 10.1109/TAES.1980.308969.*
224. Ратынский, М. В. Выбор регуляризатора в задаче адаптивной пространственной фильтрации [Текст] / М. В.Ратынский // *Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 7. – С. 53–63.*

225. Yu S.-J., Lee J.-H. Effect of random weight errors on the performance of partially adaptive array beamformers // *Signal Processing*. Elsevier BV, 1994. Vol. 37, № 3. P. 365–380. doi:10.1016/0165-1684(94)90005-1
226. Moskalets N.V. Mathematical modeling of electromagnetic interactions in the large radioelectronic systems. *Science and Education Studies "Stanford University Press"*. 2015. № 2(16). P. 398–402.
227. Глушанков Е.И., Чистяков А.П. Методы помехозащиты информации в линиях многоканальной радиосвязи. Под ред. Родимова А.П., Л.:ВАС, 1988. С.142
228. Москалец Н.В. Анализ влияния ограничений при реализации методов пространственно-временного доступа. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. 2016. №50 (122). С. 95–100.
229. Москалец Н.В. Оценка влияния суммы дестабилизирующих факторов при реализации методов пространственно-временного доступа. *21-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь В XXI веке», конференция «Перспективы развития телекоммуникационных и информационно-измерительных технологий»*. Харків, ХНУРЕ, 25-27 квітня, 2017р. Харків, 2017. С. 55–56.
230. Москалец Н.В., Наорс И. Анализ влияния интерференции на уровень принимаемого сигнала в системе WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 163. С. 112–117.
231. Москалец Н.В., Лошаков В.А., Селиванов К.А. Методы решения задач ЭМС средствами антенной техники в тропосферной связи. *Первая Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи» (ЭМС-2015)*, м. Харків, ХНУРЕ, 27 травня, 2015р. Харків, 2015. С.153.
232. Moskalets, N.V. Analysis of electromagnetic compatibility of wireless local area networks [Текст] / N.V. Moskalets, Yu.Yu Kolyadenko // Scopus. Telecommunications and Radio Engineering. English translation of Radiotekhnika. – 2007.
233. Вопросы электромагнитной совместимости и расчета антенн радиолиний. Под ред. В.П. Серкова и Б.В. Сосунова. Спб.: ВАС, 1994. С.386.

235. Москалец Н.В. Адаптивный метод компенсации задержки на границах разделения беспроводной среды и транспорта. *Сборник трудов по материалам XIV Международной научно-практической конференции "Научные перспективы XXI века. Достижения и перспективы нового столетия"*. 2015, 14.08-15.08. Россия, г. Новосибирск. С. 43–48.
236. Moskalets N.V. Adaptive method of delay compensation on boundaries separating wireless environment and transport. *«American Journal of Science and Technologies»*. Princeton University Press. 2015. № 2(20). P. 642–653.
237. Москалец Н.В., Поповский В.В. Оптимальные методы компенсации задержек доступа. *Вторая Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи» (ЭМС 2016)*, м.Харків, 27 травня, ХНУРЕ. 2016г. Харків, 2016. С. 95–98.
238. Москалец Н.В., Поповский В.В. Упорядоченный отбор с использованием генетического алгоритма приспособленности. *Збірник тез доповідей науково-практичної конференції «Актуальні питання розвитку, удосконалення та експлуатації озброєння та військової техніки в Національній гвардії України»*, м.Харків, 17 листопада, 2016р. Харків, 2016. С. 54–55.
239. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Методология проведения экспериментальных исследований по тестированию производительности широкополосной беспроводной сети IEEE 802.16e. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2011. № 4/3(52). С. 11–15.
240. Vasilenko Yuriy, Hussein Y., Moskalets M. Synthesis algorithm for determining the direction of the arrival signal from mobile station. *12-th International Conference. The experience of designing and application of cad systems in microelectronics (IEEE)*, Polyana Svalyava (Zakarpattia), Ukraine 19 - 23 February. 2013. Поляна Свалява, 2013. С. 369–372.
241. Yu S.-J., Lee J.-H. Effect of random weight errors on the performance of partially adaptive array beamformers // *Signal Processing*. Elsevier BV, 1994. Vol. 37, № 3. P. 365–380. doi:10.1016/0165-1684(94)90005-1

242. S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, and A. S. Spanias. «Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 1: Overview and antenna design», *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 44, no. 3, pp. 145-154, June 2002. doi:10.1109/ MAP.2002.1039395.
243. The Effect of Mutual Coupling on a High Altitude Platform Diversity System Using Compact Antenna Arrays Tommy Hult, Abbas Mohammed, *International Journal of Antennas and Propagation*. 2010; 2010 DOI 10.1155/2010/492915.
244. S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, and A. S. Spanias, «Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 2: Beamforming and network throughput», *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 44, no. 4, pp. 106—114, Aug. 2002. doi:10.1109/MAP.2002.1043158.
245. Обшитиков А. И. Оценивание эффективности быстрокоммутируемых многолучевых кольцевых решеток подвижной радиосвязи на основе метода Монте-Карло / А. И. Обшитиков // *Радиотехника*, 2008. № 3. С. 96–101.
246. Василенко Ю. А. Метод обнаружения и оценки активированных абонентских станций в системе беспроводного широкополосного доступа WiMAX / Ю.А.Василенко // *Матеріали 67-ї науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів (м. Одеса, 5-7 грудня 2012 р.)*. м.Одеса, 2012. С. 13–16.
247. Радзиевский, В. Г. Алгоритмы обнаружения и пеленгования совокупности частотно-неразделимых сигналов / В.Г. Радзиевский, В.А. Уфаев // *Радиотехника*. – 2005. – № 9. – С.71–77.
248. Moskalets M., Teplitskaya S. Analysis of efficiency for space-time processing of signals from subscriber stations in implementation of space-time division multiple access. *2nd International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology» (IEEE PIC S&T` 2015)*. (IEEE). Kharkiv, NURE, October 13-15, 2015, T1. Харків, 2015. С. 234.
249. Москалец Н.В., Андриенко О.В. Метод определения числа сигналов абонентских станций. *Матеріали 67-ї науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів*, м.Одеса, 2014 р., 3-5 грудня. Одеса, 2014. С. 58.

250. Vasilenko, Yu.A. Analysis of stochastic characteristics for carrier sense multiple access / Yu.A. Vasilenko, Ya.T. Hussein // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2013. № 2/10(62). С. 46–48.
251. Василенко Ю. А. Анализ меры информации, приобретаемой при различной интенсивности потока обнаруживаемых событий / Ю. А. Василенко, Е. О. Поповская // 36. наук. пр. Донецького інституту залізничного транспорту. Донецьк, 2013. Випуск 33. С. 96–99.
252. Гаркуша С. В. Модель планирования частотно-временного ресурса в нисходящем канале связи технологии LTE / С. В. Гаркуша, Ю. А. Василенко // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. Выпуск 3(85). С.92–98.
253. Василенко Ю. А. Повышение производительности базовой станции системы мобильной связи на основе оптимального алгоритма переключений многолучевой антенны при реализации пространственно-временного доступа / Ю. А. Василенко // Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии (PICS&T-2013): Сб. научных трудов первой международной научно-практической конференции. Харьков : ХНУРЭ, 2013. С. 195–198.
254. Василенко Ю. А. Результаты разработки модели распределения частотно-временного ресурса нисходящего канала связи технологии LTE / Ю.А.Василенко // Перспективные технологии в средствах передачи информации ПТСПИ'2013: X Междунар. науч.-техн. конф., 26 июня – 28 июня 2013 г.: Сб. материалов конференции. Т.1. Владимир. 2013. С. 76-81.
255. Обшитиков А.И. Оценивание эффективности быстрокоммутируемых многолучевых кольцевых решеток подвижной радиосвязи на основе метода Монте-Карло / А.И. Обшитиков // Радиотехника. – 2008.– №3. – С. 96 –101.
256. Zhao L.C. On the detection of number of signals in the presence of white noise / Z.D. Bai, P.R. Krishnaiah, L.C. Zhao // J. Multivariate Anal. — 1986. — vol. 20 (1).—pp. 1-25.
257. Rissanen, J., Modeling by the shortest data description // Automatica. — 1978. 14.— pp. 465-471.



258. Ермолаев В.Т. Статистические характеристики критериев АIC и MDL в задаче оценки числа источников многомерных сигналов в случае короткой выборки. / В.Т. Ермолаев, А.А. Мальцев, К.В. Родюшкин // Изв. вузов. Радиофизика. — 2001. — №12. — С. 1062-1069.
259. Ермолаев В.Т. Функция распределения максимального собственного числа выборочной корреляционной матрицы собственного шума элементов антенной решетки. / В.Т. Ермолаев, К.В. Родюшкин // Изв. вузов. Радиофизика. —1999. — №5. — С. 494-500.
260. Родюшкин К.В. Анализ статистических свойств максимального шумового собственного числа выборочной корреляционной матрицы антенной решетки при наличии сигнала. // Изв. вузов. Радиофизика. —2001. — № 1-2. — С. 285-290.
261. Кузин С.С. Оценка числа источников помех в обрабатываемом решетчатом фильтре. // Радиотехника. —1994. —№1. —С. 39-43.
262. Черемисин О.П. К вопросу об алгоритме оценивания числа источников помех. // Радиотехника и электроника. —1992. — №7. — С. 1236-1241.
263. Нечаев Ю.Б. Метод оценки количества сигналов в задачах радиопеленгации при небольшом времени наблюдения / С.А. Зотов, Ю.Б. Нечаев // Изв. вузов. Радиоэлектроника. — 2008. — № 6 — С. 3-9.
264. Akaike H. A new look at the statistical model identification // IEEE Trans. Automat. Control. — 1974. —№19. — pp. 716-723.
265. IEEE 802.16e-2005 and IEEE 802.16-2004/Cor1 –2005. IEEE standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1(Amendment and Corrigendum to IEEE Std 802.16 – 2004). – IEEE, 2006. – 864 p.
266. Performance Analysis of the Random Access in IEEE 802.16 [Proceedings of the 16th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - IEEE PIMRC'05] / A. Vinel, Y. Zhang, M. Lott, A. Turlikov; Berlin, Germany, 2005.

267. Технический обзор стандарта ШЕЕ 802.16 / Гормонов Л. В., Савинков А. Ю., Фишин С. Л. и др. // Мобильные системы. Москва. 2005. № 11. С. 16–24.
268. Шахнович И. В. Широкополосная мобильность: IEEE 802.16e. Часть 1: MAC-уровень / Шахнович И. В. Электроника. НТВ, 2007. № 2. С. 18–27.
269. Авдеєнко К. Л., Гепко І. О., Корсак В. Ф. Ключові принципи спільного доступу до радіочастотного ресурсу на ліцензійній основі (LSA). Зв'язок, 2015. № 6, С. 49–52.
270. Андреев С. Д. Древоподобный алгоритм разрешения конфликта, устойчивый к неполному погашению интерференции / С. Д. Андреев, Е. В. Пустовалов, А. М. Тюриков // Автоматика и телемеханика, 2009. № 3. С. 78–96.
271. Capetanakis J.I. Tree algorithms for packet broadcast channels / Capetanakis J.I. – IEEE Transactions Inform. Theory, 25:4, 1979. – 505–51p.
272. Yu. Y., Giannakis G.B. High-throughput random access using successive interference cancellation in a tree algorithm. / Yu. Y., Giannakis G.B. // IEEE Transactions Inform. Theory. – 2007. – V.53, № 12. P. 4628-4639.
273. Vasilenko Yu.A. Successive interference cancellation in tree algorithms of random multiple access [Электронный ресурс] / Yu.A. Vasilenko, B.S. Tur. // E-journal «Problemi telekomunikacij». – 2012. – №3 (8). – pp.79-85. – Режим доступа к журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2012/3/1/123\\_vasilenko\\_access.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2012/3/1/123_vasilenko_access.pdf)
274. Вишневский В. М., Семенова О. В. Системы поллинга: теория и применение в широкополосных беспроводных сетях. Москва : Техносфера, 2007. 320 с.
258. Ляхов А. И. Оценка взаимозависимости поведения станций в локальных беспроводных сетях с протоколом IEEE 802.11 [VIII международный семинар. Распределенные компьютерные и телекоммуникационные сети] / Ляхов А. И., Баранов А. В., Вннель А. В. Москва : Техносфера, 2005. С. 95–104.
276. Massey J. L., “Collision resolution algorithm and random access communications”, Multiuser Commun. Syst., CISM Course and Lecture Notes, 265, ed. G. Longo, 1981. – 73 – 131p.

277. Agrawal A. Iterative power control for imperfect successive interference cancellation / [Agrawal A., Andrews J. G., Cioffi J. M., Meng T.], IEEE Transactions Wireless Commun., 2005. – № 4. – 878 – 884 p.
278. Василенко Ю. А. Анализ вероятностных характеристик при комбинированном многостанционном доступе / Ю. А. Василенко, Я. Т. Хуссейн // Вісник НТУ ХП, 2013. № 11. С. 112–115.
279. Наорс И Анад. Совершенствование механизмов случайного множественного доступа в системах беспроводной связи / Наорс И. Анад, Я. Т. Хуссейн // Вісник НТУ ХП, 2011. № 25. С. 108–115.
280. Москалец Н.В., Василенко Ю.А. Анализ вероятностных характеристик при комбинированном многостанционном доступе. *Материалы 23-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМи-Ко'2013) (IEEE)*, Севастополь, 8-13 сентября, 2013 г., в 2 т. Севастополь: Вебер, 2013г., Т.1. Севастополь, 2013. С. 466–467.

## ДОДАТОК А

### ФУНКЦІОНАЛЬНА МОДЕЛЬ УПРАВЛІННЯ У МЕРЕЖАХ ПІРИНГОВОГО ЗВ'ЯЗКУ

#### А.1 Методи управління потоком фрагментів в однорангових мережах

Вихідний від джерела в мережу потік фрагментів визначається спільним розподілом випадкових величин  $z_k = t_k - t_{k-1}$ , де  $t_k$  – моменти надходження  $k$ -го фрагмента ( $k \geq 1$ ,  $t_0 = 0$ ,  $0 \leq t_1 \leq t_2 \leq \dots$ ). Очевидно, послідовність фрагментів  $z_k$  утворює випадковий потік, де для кожного піру значення  $z_k$  незалежні в сукупності. Такий потік називають потоком з обмеженою післядією, і для його визначення достатньо задати набір функцій розподілу  $F_k(t) = P\{z_k \leq t\}$ ,  $k \geq 1$ .

Окремим випадком такого випадкового потоку є пуассонівський потік, для якого  $F_k(t) = 1 - \exp\{-\lambda t\}$ , де  $\lambda$  – інтенсивність потоку, що залежить від загального числа фрагментів, які передаються в мережі.

В силу специфікації пірингову мережу можна вважати однорідною, а експонентний характер функції розподілу ймовірностей допускає використання для її досліджень методів теорії масового обслуговування. Для мереж цього типу характерна мультиплікативна форма стаціонарних ймовірностей, що дозволяє досить просто знаходити умови глобального і локального балансів, що становить основу для дослідження і проектування мережі.

Разом з тим, для моделі потоку фрагментів при скачуванні відповідного файлу методи теорії масового обслуговування не підходять, оскільки в даному випадку має місце випадковий керований потік обслуговування, а не чисто випадковий. У поставленій задачі необхідно знайти оптимальний план (управління) надходження фрагментів від різних пірів, який диктував би кожному  $i$ -му фрагменту час надходження на обслуговування:

$$U = \varphi_{nl}(t_1, t_2, \dots, t_n).$$

У процесі обслуговування необхідно врахувати наступну специфіку:

а) випадковий час надходження  $i$ -го фрагменту на обслуговування  $t_i^0(\varphi_i)$ , що відрізняється від якогось планованого  $t_i^{nl}$ ;

б) випадковий час обслуговування  $i$ -го фрагменту  $\theta_i(\varphi_i)$ .

У результаті різних випадкових чинників і керівних впливів можливі дві причини втрат часу, що призводять до відповідних затримок:

- втрати, пов'язані з тим, що  $i$ -й фрагмент надійшов раніше, ніж завершилося зчитування  $i$ -го фрагменту  $\delta_i^0(\varphi_i, U)$ ;

- втрати при затримці надходження  $i$ -го фрагмента, якщо зчитувач простоює  $\delta_i^H(\varphi_i, U)$ .

Сумарні втрати часу при обслуговуванні  $n$ -фрагментів складають:

$$\Phi(U) = \sum_{i=1}^n (m\{\delta_i^0(\varphi_i, U)\} + cm\{\delta_i^H(\varphi_i, U)\}), \quad (\text{A.1})$$

де  $c$  – коефіцієнт, що враховує вартість втрат;

$m\{\bullet\}$  – знак математичного очікування.

Задача оптимального планування процесу зчитування файлу складається в мінімізації функціоналу  $\Phi(U)$ .

Розглянемо  $k$ -й крок процесу. Обслуговування  $k-1$  фрагменту завершується у випадковий момент  $t_{k-1}$ , функція розподілу ймовірностей якого

$$F_{k-1}(t) = P\{t_{k-1} < t\}.$$

Фрагмент  $k$  надходить у випадковий момент  $t_k^0$ , функція розподілу якого:

$$F_k^0(t) = P\{t_k^0 < t\}.$$

При цьому середнє:

$$\int_{-\infty}^{\infty} t dF_k^0(t) = t_k^{nl}.$$

Обслуговування  $k$ -го фрагмента починається у випадковий момент часу:

$$t_k^H = \max(t_{k-1}, t_k^0)$$

з функцією розподілу:

$$F_k^H(t) = P\{t_k^H < t\} = P\{t_{k-1} < t, t_k^0 < t\}.$$

Значення випадкових величин  $t_{k-1}$  і  $t_k^0$  породжуються різними процесами, пов'язаними відповідно з вибором  $k-1$  піру і процесом зчитування, що дозволяє вважати їх незалежними, тому:

$$F_k^H(t) = F_{k-1}(t)F_k^0(t). \quad (\text{A.2})$$

Час обслуговування  $k$ -го фрагменту  $\theta_k$  є випадковою величиною, що задана функцією розподілу

$$\Phi_k(t) = P\{\theta_k < t\},$$

причому  $\theta_k$  не залежить від часу каналу обслуговування.

Час кінця обслуговування  $k$ -го фрагмента  $t_k$  є композицією двох незалежних величин:

$$t_k = t_k^H + \theta_k.$$

З функцією розподілу, яка визначається інтегралом згортки:

$$F_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F_k^H(t - \tau) d\Phi_k(\tau). \quad (\text{A.3})$$

При відомому розподілі  $F_{k-1}(t)$  можна визначити втрати часу для фрагмента  $\delta_k^0$  і для зчитувача  $\delta_k^H$  на  $k$ -му кроці управління:

$$\delta_k^0 = \begin{cases} 0, & \text{при } t_k^0 \geq t_{k-1}, \\ t_{k-1} - t_k^0, & \text{при } t_k^0 < t_{k-1}; \end{cases} \quad m\{\delta_k^0\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (\tau - t) dF_{k-1}(\tau) dF_k^0(t);$$

$$\delta_k^H = \begin{cases} 0, & t_k^0 \leq t_{k-1}, \\ t_{k-1} - t_k, & t_k > t_{k-1}; \end{cases}$$

$$m\{\delta_k^H\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^e (t - \tau) dF_{k-1}(\tau) dF_k^0(t).$$

Сумарні втрати часу на  $k$ -му кроці залежать від вибору управління на  $k$ -му кроці від функції розподілу  $F_{k-1}(t)$ :

$$\begin{aligned} f_k(t_k, F_{k-1}(t)) &= m\{\delta_k^0\} + cm\{\delta_k^H\} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} (\tau - t) dF_{k-1}(\tau) + c \int_{-\infty}^t (t - \tau) dF_{k-1}(\tau) \right] dF_k^0(t) = \end{aligned}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ m\{t_{k-1}\} - t + c \int_{-\infty}^t (t - \tau) dF_{k-1}(\tau) \right] dF_k^0(t).$$

Функція  $F_{k-1}(t)$  в силу монотонності інтегрована для безперервного і дискретного розподілів, отже:

$$\int_{-\infty}^t (\tau - t) dF_{k-1}(\tau) = \int_{-\infty}^t F_{k-1}(\tau) d\tau.$$

В результаті отримуємо:

$$f_k(t_k, F_{k-1}(t)) = m\{t_{k-1}\} - t_k + c \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^t F_{k-1}(\tau) d\tau dF_k^0(t). \quad (\text{A.4})$$

Отримана функція втрат на  $k$ -му кроці (A.4) дозволяє застосувати метод динамічного програмування. Стан системи на  $k-1$  кроці характеризується функцією розподілу  $F_{k-1}(t)$ , тому рівняння Беллмана має вигляд:

$$S_{k-1}(F_{k-1}(t)) = \min[f_k(t_k, F_{k-1}(t)) + S_k(\varphi_k(t_k, F_{k-1}(t)))],$$

де:  $F_k(t) = \varphi_k(t, F_{k-1}(t))$  – рівняння стану в рекурентній формі, яка задана виразами (A.2) і (A.3).

Функція (A.4) є функцією з монотонним включенням змінних

$$f_k(t_k, F_{k-1}(t)) = f_k(t_k, \varphi_{k-1}(t_{k-1}, \varphi_{k-2}(t_{k-2}, \dots, \varphi_1(t_1), \dots))). \quad (\text{A.5})$$

Задача мінімізації функціоналу (A.1) є задачею Майєра, схема якої викладена в [4].

Очевидно, стан на  $k-1$  кроці, який характеризується однією з можливих реалізацій функції  $F_{k-1}(t)$ , найбільш істотно залежить від найближчих кроків процесу. Таким чином, можна вважати, що  $F_{k-1}(t)$  визначається вибором управління  $t_i$  на  $N$  попередніх кроках

$$F_{k-1}(t) = F(t_{k-1}, t_{k-2}, \dots, t_{k-N}).$$

Якщо управління  $t_i$  апроксимується  $m$  дискретними значеннями управління, при цьому число різних комбінацій управління на  $N$  кроках:

$$M = m^N,$$

де стан  $F_{k-1}(t)$  може приймати  $M$  відповідних дискретних значень.

Конкретні значення  $N$  і  $M$  вибираються після кореляційного аналізу керованого процесу з урахуванням необхідної точності.

Функції  $F_k^0(t)$  і  $\Phi_k(t)$  визначаються за статистичними даними, корекція функцій дозволяє адаптувати систему з урахуванням досвіду попереднього планування. Для реалізації даного алгоритму має бути поданий (А.2), (А.3) і (А.4) в дискретній формі, замінити знаки інтегралів відповідними сумами.

## А.2 Аналіз динаміки пірингової мережі

Особливу популярність пірингові мережі знайшли при поданні послуги відео за запитом і живого потокового відео. Перевагою відео за запитом є більш висока якість відтворення, яку можна дивитися в будь-якому місці в будь-який час. Недоліком є необхідність наявності буфера великого розміру для зберігання всього файлу. Живе потокове відео – це відео реального часу, що в багатьох випадках є критично важливим. Розглянемо дію різних чинників, які впливають на динаміку відтворення P2P-TV [5].

Динамічні характеристики пірингової мережі визначаються швидкістю скачування контенту  $V_d$  (download) і швидкістю його завантаження  $V_u$  (upload). Для конкретного піру  $P_i$  ці характеристики визначаються

$$\begin{aligned} V_d &= d\lambda_d(t) / dt, \\ V_u &= d\lambda_u(t) / dt, \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

де  $\lambda_d$ ,  $\lambda_u$  – відповідно інтенсивності потоків скачування і завантаження.

У співвідношеннях балансу між швидкостями завантаження і скачування рівність визначає швидкість завантаження відеосервера:

$$\int_0^{N(t)} V_u(t, v) dv + U = \int_0^{N(t)} V_d(t, v) dv, \quad (\text{A.7})$$

де  $U$  – швидкість завантаження відеосервера.

Кожен з  $i$ -пірів має свою стратегію поведінки. Зокрема можлива повністю егоїстична стратегія, при якій пір тільки викачує інформацію зі швидкістю  $V_{ui}$ , а ін-



шим – не завантажує  $V_{ui} = 0$ . Ступінь егоїзму піру визначається відношенням швидкостей:

$$S(t) = V_u(t) / V_d(t).$$

Показник  $S(t)$  може змінюватися в межах від  $S_i = 0$  до досить великих чисел. При  $S_i \geq 1$  відповідний пір демонструє щедрю альтруїстичну стратегію. Очевидно, якість роботи пірингової мережі в цілому визначається значеннями даного показника, наведеного до поточного числа активних пірів:

$$Q(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i(t), \quad (\text{A.8})$$

де  $N$  – число активних пірів, змінна величина, від якої залежить якість  $Q(t)$ . При досить великому числі пірів можна замінити суму на інтеграл, а  $N$  на  $N(t)$ . У цьому випадку (A.8) представляється у вигляді

$$Q(t) = \frac{1}{N(t)} \int_0^{N(t)} S_i(t) t_1 v dv. \quad (\text{A.9})$$

Отримаємо явну залежність зміни якості  $Q(t)$  від параметрів. Для цього знайдемо похідну функції  $Q(t)$ . Диференціювання складної функції декількох змінних під знаком інтеграла є складним завданням, особливо для випадку коли межі інтегрування залежать від параметрів. При знаходженні похідної припустимо, що функція  $N(t)$  – неперервна на інтервалі інтегрування і має безперервні похідні. З огляду на це, загальний вираз диференціала має вигляд:

$$\frac{d}{dy} \int_{\alpha(y)}^{\beta(y)} f(x, y) dx = \int_{\alpha(y)}^{\beta(y)} \frac{\partial f(x, y)}{\partial y} dx + \beta'(y) f(\beta(y), y) - \alpha'(y) f(\alpha(y), y). \quad (\text{A.10})$$

У результаті диференціювання (3) отримуємо

$$\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{N'(t)}{N(t)} Q(t) + \frac{1}{N(t)} \int_0^{N(t)} \frac{\partial S(t, v)}{\partial t} dv + \frac{N'(t)}{N(t)} S(t, N(t)). \quad (\text{A.11})$$

Рівняння (A.11) може бути спрощено з урахуванням особливостей пірингової мережі. Візьмемо до уваги той факт, що пір, який знову включається в мережу, ще не має ресурсу для скачування, тобто  $S(t, v) = S(t, N(t)) = 0$  при  $N(t) = 0$ .

В результаті похідна (A.11) набуде вигляду:

$$\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{N'(t)}{N(t)}Q(t) + \frac{1}{N(t)} \int_0^{N(t)} \frac{\partial S(t, v)}{\partial t} dv. \quad (\text{A.12})$$

У стаціонарному стані пірингової мережі швидкість потокової передачі  $V(t)$  постійна. Очевидно, це допущення зі збільшенням числа пірів стає все більш справедливим за рахунок усереднення. Тому можна здійснити заміну:

$$\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{N'(t)}{N(t)}Q(t) + \frac{1}{N(t)} \cdot \frac{1}{V_d} \int_0^{N(t)} \frac{\partial V_u(t, v)}{\partial t} dv. \quad (\text{A.13})$$

де  $V_d \cong V_d(t)$  – припущення про сталість швидкості скачування.

В умовах балансу виконується рівність, що визначається реакцією мережі

$$\left( \int_0^{N(t)} \frac{\partial V_u(t, v)}{\partial t} dv \right) dt = -V_d N'(t) dt. \quad (\text{A.14})$$

Звідси

$$N'(t) = \frac{1}{V_d} \int_0^{N(t)} \frac{\partial V_u(t, v)}{\partial t} dv. \quad (\text{A.15})$$

Замінюючи  $N'(t)$  з (A.12), отримуємо

$$\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{N'(t)}{N(t)} \cdot Q + \frac{N'(t)}{N(t)}. \quad (\text{A.16})$$

Рівняння виконується при будь-яких  $t$ . Замінюючи  $Q(t)$  і  $N(t)$  на  $Q(t_0)$ ,  $N(t_0)$ , отримуємо

$$Q(t) = 1 - \frac{N(t_0)(1 - Q(t_0))}{N(t)}. \quad (\text{A.17})$$

Очевидно, зі збільшенням  $N(t)$  показник якості  $Q(t) \rightarrow 1$ .

З урахуванням  $V_d(t, v) = V_d$  можна спростити умову балансу (A.14):

$$\int_0^{N(t)} V_u(t, v) dv + U = N(t) \cdot V_d. \quad (\text{A.18})$$

З урахуванням (A.9) отримуємо

$$Q(t) = 1 - \frac{U}{V_d \cdot N(t)}. \quad (\text{A.19})$$

Причиною монотонного зростання показника  $Q(t)$  є постійно зростаюча кількість пропозицій на скачування (рис. А.1).

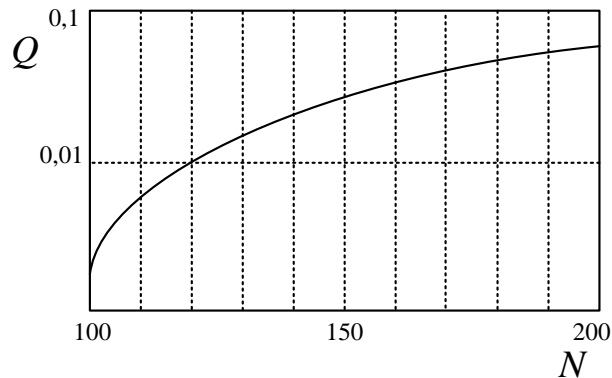


Рис. А.1. Якісна характеристика зростання швидкості завантаження в пірінговій мережі зі збільшенням числа активних пірів

Особливо важливо це для пірів, що знову включаються, у яких ще відсутні відеоматеріали, якими вони могли б би поділитися з іншими.

### А.3 Фрагментація TV-контенту в P2P-мережах за допомогою процедури динамічного програмування

Постановка задачі.

Процес скачування файлу є дискретно-безперервний процес  $X_t^N = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ , де  $x_i$  –  $i$ -й обраний з  $m$ -класу запропонованих фрагментів. Якість і час доставки, а також тривалість кожного з фрагментів випадкові й різні [3,4].

Для забезпечення рівного програвання необхідно впорядкувати послідовність фрагментів у буфері відповідно до того, як вони надходять споживачеві. Крім того, між фрагментами не повинно бути пауз і вони не можуть набігати на сусіда.

Очевидно, в якості математичної моделі оброблюваного файлу може бути використано рівняння авторегресії, коефіцієнти якої  $\varphi_i$ ,  $i = (0, m)$ , управляються марківським ланцюгом з  $m$  станами:

$$x_t = \varphi_0(h_t) + \sum_{i=1}^n \varphi_i(h_t)x_{t-i} + b(h_t)\xi_t, \quad (\text{A.20})$$

де  $\xi_t$  – вибірка з гауссового білого шуму,  $b(h_t)$  – рівень шуму,

$H_{iN} = h_1, h_2, \dots, h_N$  стани послідовності, що управляє параметрами зсуву і масштабу відповідних фрагментів.

$p(h_t / h_{t-1}) = q(h_{t-1}, h_t)$  – умовна ймовірність переходу зі стану  $h_{t-1}$  в стан  $h_t$ , елементи матриці переходів  $Q = \{q(h_{t-1}, h_t)\}$ .

Логічно поставити задачу знаходження оптимальних значень станів  $\hat{H}_{iN} = \hat{h}_1, \hat{h}_2, \dots, \hat{h}_N$ , що упорядковують послідовність фрагментів відповідно до вимог споживача. В якості критерію оптимізації виберемо такий набір параметрів  $h_i$ , при якому на інтервалі  $t \in (1, N)$  буде забезпечуватися мінімум функціонала

$$Y(H_0^N) = d_0(h_0) + \sum_{t=1}^n [\alpha_t(h_t) + \alpha(h_{t-1}, h_t)], \quad (\text{A.21})$$

де  $d_0(h_0)$  – вихідне, ймовірне значення нульового відліку приналежності до даного класу вибірки  $h_0 = 1, 2, \dots, m$ ,

$$a_t(h_t) = \frac{1}{2b^2(h_t)} \left[ x_t - \varphi_0(h_t) - \sum_{i=1}^n \varphi_i(h_t)x_{ti} \right]^2 - biq(h_{t-1}, h_t), \quad (\text{A.22})$$

$$\alpha(h_{t-1}, h_t) = \ln \frac{q(h_t, h_{t-1})}{q(h_{t-1}, h_t)} = \ln \frac{p(h_t / h_{t-1})}{p(h_{t-1} / h_t)}. \quad (\text{A.23})$$

Очевидно при  $h_{t-1} = h_t$  величина  $\alpha(h_{t-1}, h_t) = 0$ , в інших випадках має сенс штрафної функції, що залежить від різниці і розбіжності сусідніх відліків фрагментів.

Величина  $a_t(h_t)$  має сенс неузгодженості значень параметрів фрагмента на ділянці  $t - n \leq s \leq t$  з прогнозованими.

Рішення задачі.

Рішення даної оптимізаційної задачі проведемо методом динамічного програмування.

У припущенні гаусівського закону розподілу коефіцієнтів авторегресії умовна завжди апріорна ймовірність появи комбінації  $H_1^N = (h_1, h_2, \dots, h_N)$ , визначається перекінними ймовірностями марківської ланцюга

$$\begin{aligned} f(\chi_1^N / \chi_{-n+1}^0, H_1^N) &= \prod_{t=1}^N f(x_t / x_{t-1}, h_t) = \\ &= \prod_{t=1}^N \frac{1}{b(h_t)\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{1}{2b^2(h_t)}\left[x_t - \varphi_0(h_t) - \sum_{i=1}^n \varphi_i(h_t)x_{t-i}\right]^2\right\}. \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Логічно припустити гаусівський характер щільності ймовірності початкового значення  $d_0(h_0)$ , яке можемо представити у вигляді  $d_0(h_0) = -\ln p(h_0)$ , де  $p(h_0)$  – апріорні ймовірності можливих вихідних станів марківського ланцюга. В цьому випадку мінімум функціоналу  $Y(H_0^N)$  відповідає максимуму апостеріорної ймовірності комбінацій фрагментів для даної реалізації

$$\begin{aligned} \hat{H}_0^N &= \arg \min_{H_0^N} Y(H_0^N) = \arg \max_{H_0^N} \ln p(H_0^N / \chi_1^N) = \\ &= \arg \max_{H_0^N} [\ln p(h_0) + \ln p(H_1^N / h_0) = \ln f(\chi_1^N / \chi_{n+1}^0, H_1^N)]. \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

Тут  $p(H_1^N / h_0) = \prod_{t=1}^N q(h_{t-1}, h_t)$  – умовна апріорна ймовірність появи комбінації фрагментів  $X_i^N = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ , складених із  $m$  запропонованих різними пірами варіантів.

**Побудова оптимальної фрагментації.** Визначимо послідовність функцій з урахуванням часового дискретного аргументу:

$$\begin{aligned} d_t(h_t) &= \min_{H_0^{t-1}} \left\{ d_0(h_0) + \sum_{s=1}^{t-1} a_s(h_s) + \alpha(h_{s-1}, h_s) + a_t(h_t) + \alpha(h_{t-1}, h_t) \right\}, \\ t &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

Дана величина  $d_t(h_t)$  показує, яке мінімальне значення критерію  $Y(H_0^N)$  може бути досягнуто на послідовності фрагментів до  $(t-1)$ -го включно, якщо зафіксувати стан  $h_t$  останнього фрагмента. Очевидно, що мінімальна величина останнього значення  $d_N(h_N)$ ,  $h_N = 1, 2$  збігається з мінімальним значенням критерію  $Y(H_0^N)$ :

$$\min d_N(h_N) = \min Y(H_0^N). \quad (\text{A.27})$$

Якщо останній фрагмент оптимальної послідовності  $H_0^N$ , то

$$\hat{h}_N = \arg \min d_N(h_N). \quad (\text{A.28})$$

Обчислимо послідовно вектори значень  $d_{t+1}(h_{t+1})$  для відповідних моментів часу  $t = 0, 1, \dots, N-1$  починаючи з  $d_0(h_0)$  за правилом:

$$d_{t+1}(h_{t+1}) = \min_{h_t} [d_t(h_t) + a_t(u_t) + \alpha(h_t, h_{t+1})]. \quad (\text{A.29})$$

При цьому цілочисельні величини

$$K_{t+1}(h_{t+1}) = \arg \min \{d_t(h_t) + a_t(u_t) + \alpha(h_t, h_{t+1})\}. \quad (\text{A.30})$$

утворюють прямокутну матрицю  $K_i^N$ , в якій на  $N$  стовпцях розміщуються впорядковані за часом значення  $\hat{H}_0^N = (\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_N)$ . Кількість рядків відповідає значенням  $m$ , представленим для вибору на кожному кроці фрагментації.

Відповідні значення  $\hat{h}_t$  знаходяться з рекурсивної формули

$$\hat{h}_t = K_{t+1}(\hat{h}_{t+1})$$

з початковою умовою (A.28).

Таким чином, оцінка оптимальних значень  $\hat{h}_t$  приймається в зворотному порядку:  $t = N, N-1, \dots, 1, 0$  після обчислення в прямому порядку елементів – стовпців матриці  $K_i^N$ , які містять  $mN$  цілих чисел – медіафрагментів.

Про число вибору варіантів з теорії відомо, що задача оптимальної фрагментації надзвичайно громіздка і зі збільшенням числа пропонувананих варіантів вибору  $m$  проблематичним є рішення в реальному часі. Цілком доступними виявляються рішення при  $m = 1; 2; 3$ . З теорії автовибору також відомо, що перехід від одноразового вибору до двократного дозволяє зменшити ймовірність помилки  $P_{oui}$  з  $P_{oui} = 10^{-2}$  до  $P_{oui} = 10^{-4}$ . Подальше збільшення кратності привносить все менше зростання ефективності в прийнятті рішень. Тому вибір  $m = 2$  для задач фрагментації цілком прийнятний.

З урахуванням  $m = 2$  залишається уточнити в вираженні функціоналу (A.21) значення функцій під знаком суми, куди будуть входити лише два аргументи.

Висновки. 1. Дискретно-безперервна математична авторегресійна модель фрагментації файлів, зчитуваних споживачем в P2P-мережі потокового годинного відео адекватно відображає процес завантаження.

2. В якості процедури оптимізації рішення задачі фрагментації пропонується метод динамічного програмування, де в якості критерію використана аддитивна штрафна функція, що мінімізує втрати на стиках фрагментів і здійснює вибір кращого із запропонованих фрагментів.

3. В силу громіздкості обчислювальних процедур пропонується обмежити чисельність вибору одного з двох, що одночасно дозволить економити ресурси мережі.

4. В роботі не вдалося скористатися теорією масового обслуговування, оскільки має місце керований потік фрагментів, а не чисто випадковий потік.

З використанням критерію мінімуму сумарної втрати часу на обслуговування  $N$ -фрагментів інформаційної послідовності отримано рішення, що приводить до процедури динамічного програмування.

5. Проведено аналіз показників якості пірингової мережі на основі використання показника відношення швидкостей викачування і завантаження наведеного до поточного числа активних пірів, у результаті якого отримана аналітична залежність якості пірингової P2P мережі, що транслює живе потокове відео від складових компонент даної мережі. Отримано якісну характеристику зростання швидкості завантаження в піринговій мережі зі збільшенням числа активних пірів.

6. Пірингові P2P інтернет мережі надають вельми популярну послугу з доставки TV-контенту в реальному часі; і з метою підвищення якості користування послуг користувачам рекомендується не залишати швидко мережу, цим самим надаючи можливість іншим пірам завантажувати необхідні фрагменти.

## ДОДАТОК Б

### ОТРИМАННЯ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ ПРАКТИЧНИХ І ТЕОРЕТИЧНИХ ДАНИХ. ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ПРЯМИХ ТА ПОЛЬОВИХ ВИМІРЮВАНЬ

Для розробки рекомендацій із застосування параметрів погрішності і невизначеності до нормативних документів і методик практичного вимірювання параметрів у розділі 4 проведено всебічний аналіз погрішностей вимірювання та засобів вимірювання, що використовуються для їх виконання; проаналізовані класи точності засобів вимірювання; у розділі 5 обґрунтовано порядок опрацювання результатів вимірювання і розглянуто методики розрахунку невизначеностей вимірювання.

На підставі проведених досліджень відповідно до розглянутих в розділах 4 і 5 алгоритмів і методик практичного вимірювання і опрацювання результатів було проведено математичне моделювання розрахунків різних видів невизначеності основних видів вимірювання: прямих (на обладнанні на об'єктах розміщення РЕЗ) та польових (рухомими станціями радіоконтролю) за результатами теоретичних і практичних даних однократних та багаторазових вимірювань параметрів РЕЗ БС GSM з використанням програмного пакету MATLAB 9 (вихідні файли програми представлені у Додатку).

#### Б.1 Результати прямих багаторазових вимірів

Для об'єкту РЕЗ БС GSM, розташованої у Харківська обл., Красноградський р-н, с. Хрестище, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь на основі даних протоколів вимірювань аналізу підлягали параметри:

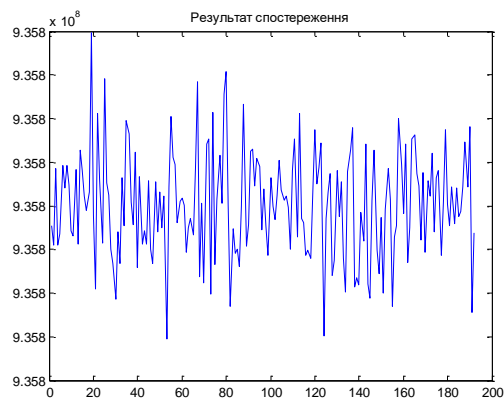
1. Частота випромінювання, Гц.
2. Відхилення частоти випромінювання, Гц.
3. Ширина смуги частот випромінювання, Гц.
4. Девіація частоти, кГц.



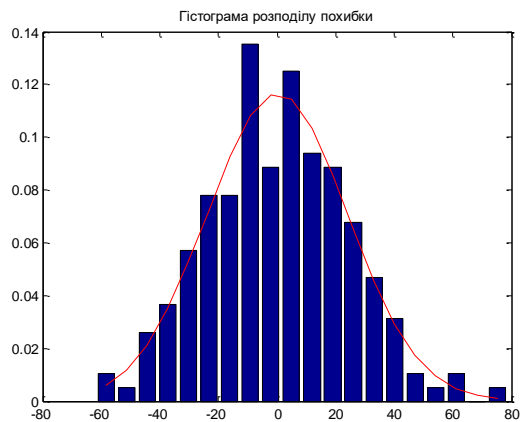
5. Напруженість електромагнітного поля, дБмкВ/м.

6. Оцінка рівня сигналу, дБВт.

Для даного об'єкту з урахуванням здійсненої процедури прямих багаторазових вимірів був проведений розрахунок погрішності та невизначеності зазначених параметрів для 192 вимірів. Результати розрахунків, а саме результат спостереження (результат вимірювання), значення невизначеності, помилки і гістограма розподілу помилки представлені на рис.Б.1 – Б.6.



а)



б)

Рис.Б.1. Оцінка частоти випромінювання, Гц:

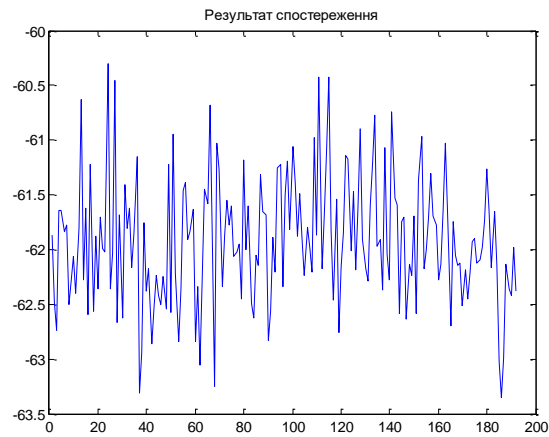
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 9.3580e+08$

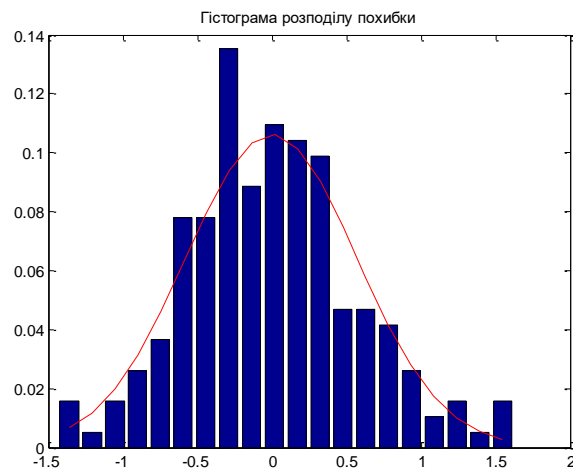
Невизначеність  $S = 1.7424$

Помилка  $\delta = 3.4150$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рис.Б.2. Оцінка відхилення частоти випромінювання, Гц

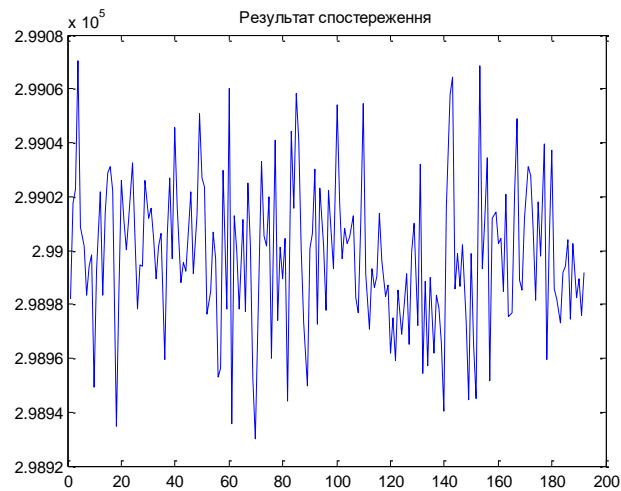
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = -61.9200$

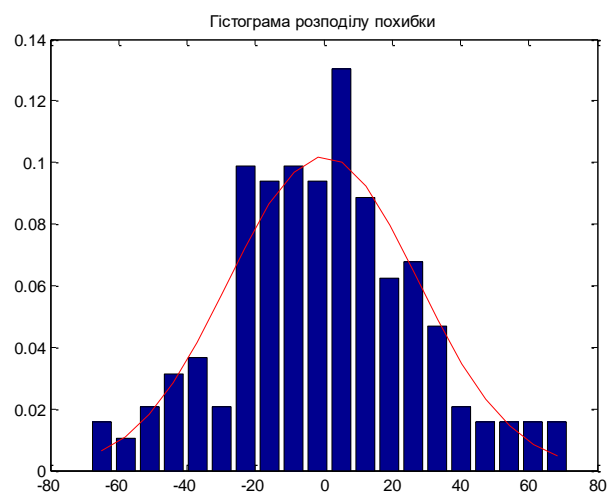
Невизначеність  $S = 0.0415$

Помилка  $\delta = 0.0814$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рис.Б.3. Оцінка ширини смуги частот випромінювання, Гц:

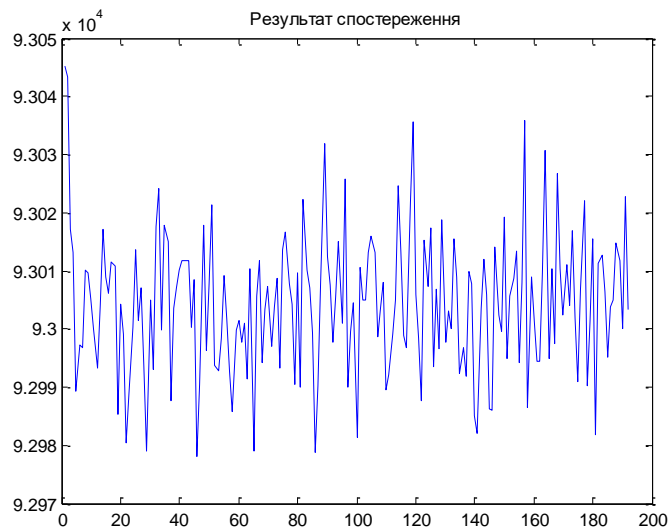
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 2.9900e+05$

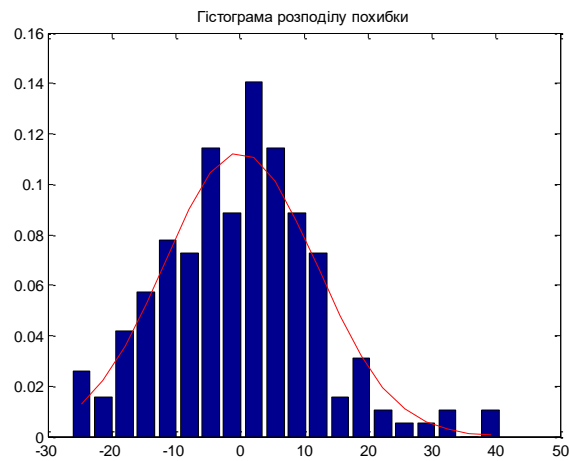
Невизначеність  $S = 1.9869$

Помилка  $\delta = 3.8944$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рис.Б.4. Оцінка девіації частоти, кГц:

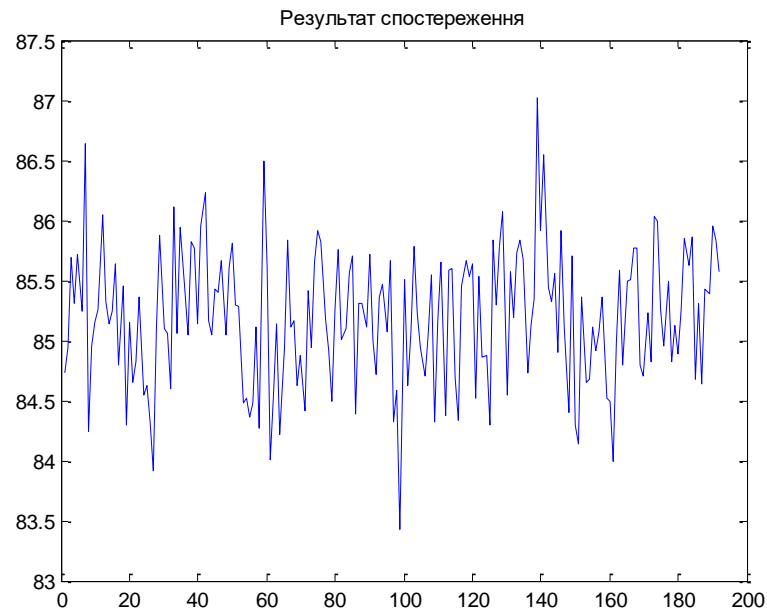
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 9.3004e+04$

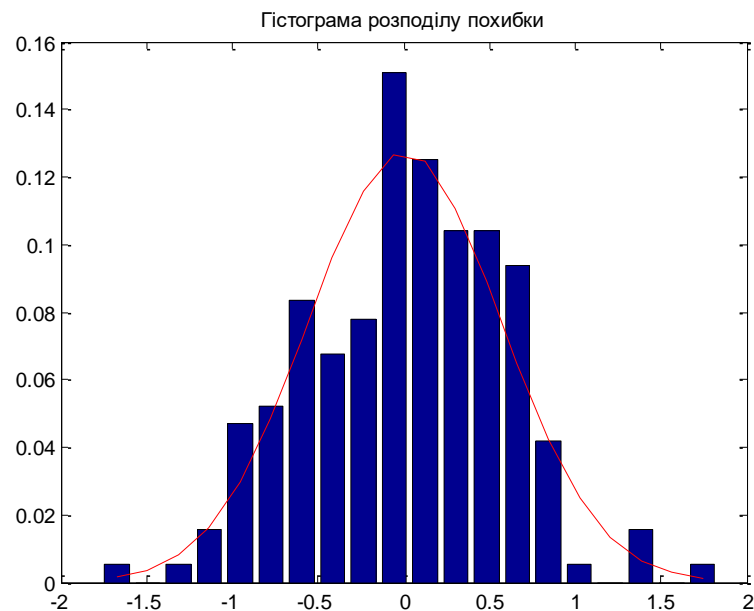
Невизначеність  $S = 0.8625$

Помилка  $\delta = 1.6906$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рис.Б.5. Оцінка напруженості електромагнітного поля, дБмкВ/м

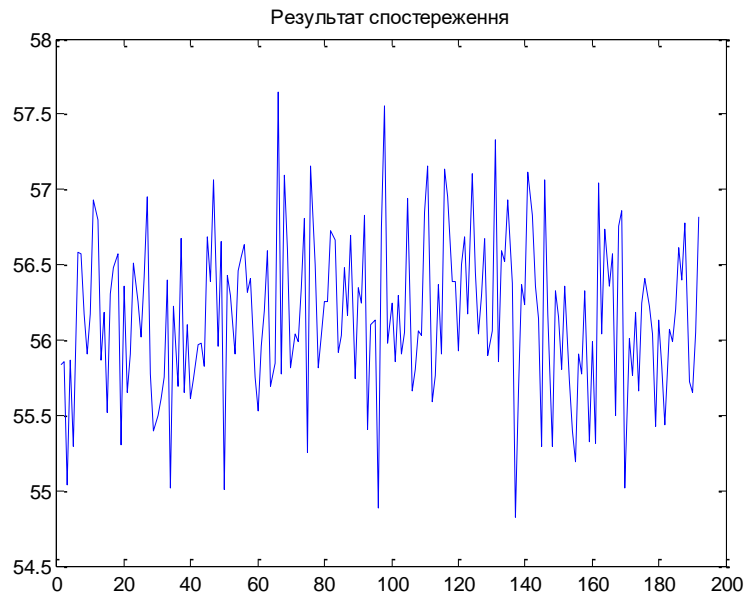
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 85.1909$

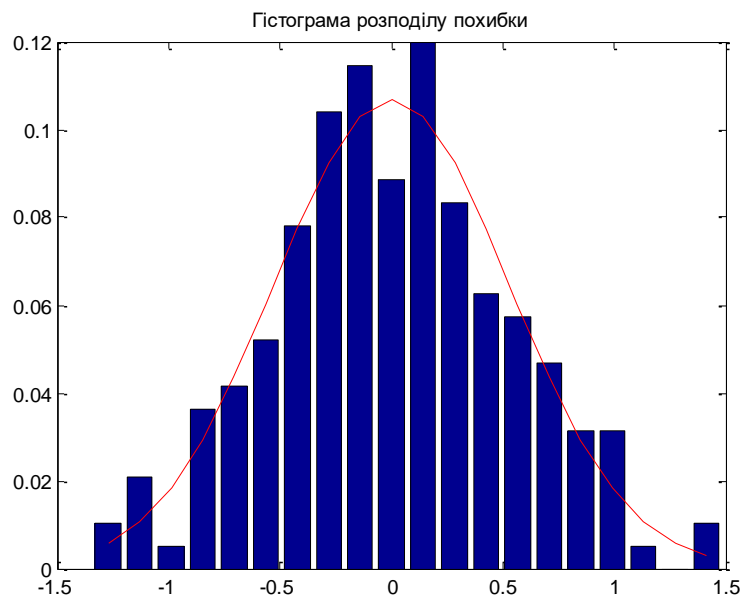
Невизначеність  $S = 0.0408$

Помилка  $\delta = 0.0800$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рис.Б.6. Оцінка рівня сигналу, дБ

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 56.1605$

Невизначеність  $S = 0.0382$

Помилка  $\delta = 0.0749$

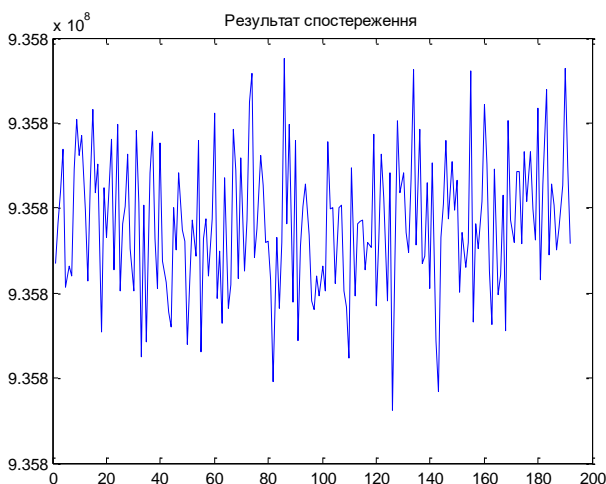
Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

## Б.2 Результати польових багаторазових вимірів

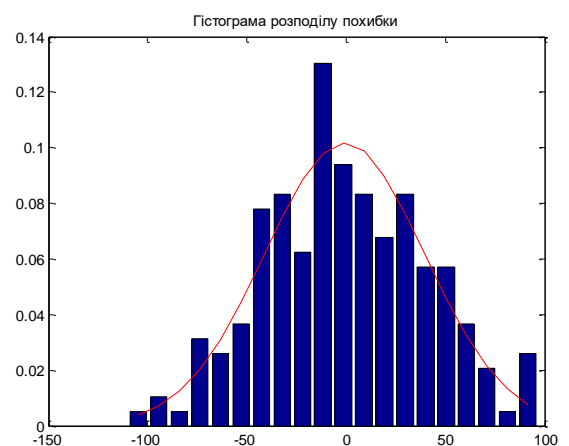
Для об'єкту РЕЗ БС GSM розташованої у Харківська обл., Красноградський р-н, с. Хрестище, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь на основі даних протоколів вимірювань аналізу підлягали параметри:

1. Частота випромінювання, Гц.
2. Відхилення частоти випромінювання, Гц.
3. Ширина смуги частот випромінювання, Гц.
4. Девіація частоти, кГц.
5. Напруженість електромагнітного поля, дБмкВ/м.
6. Оцінка рівня сигналу, дБВт.

Для даного об'єкту з урахуванням здійсненої процедури прямих багаторазових вимірів був проведений розрахунок погрішності та невизначеності зазначених параметрів для 192 вимірів. Результати розрахунків, а саме результат спостереження (результат вимірювання), значення невизначеності, помилки і гістограма розподілу помилки представлені на рис. Б.7 – Б.12.



а)



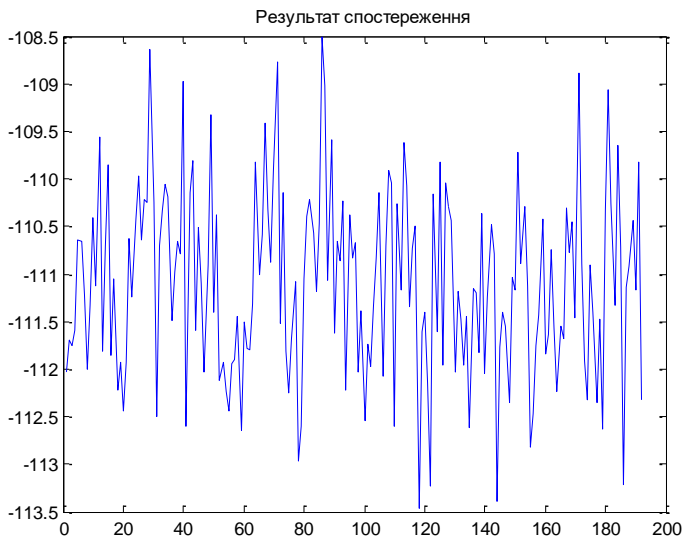
б)

Рис.Б.7. Оцінка частоти випромінювання, Гц:

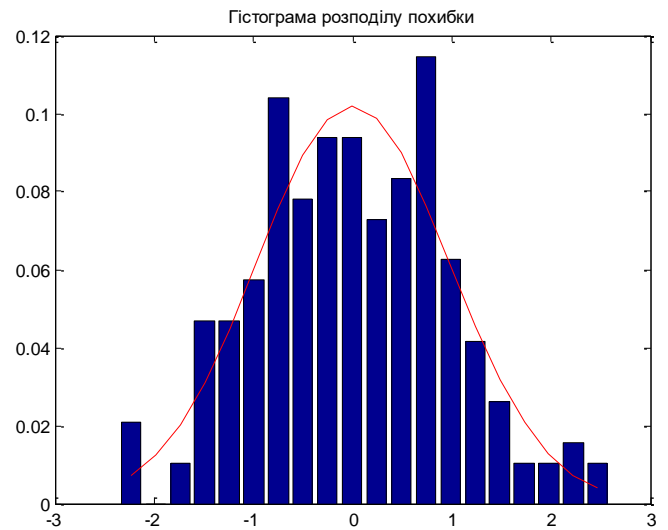
Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 9.3580e+08$

Невизначеність  $S = 2.8126$   
 Помилка  $\delta = 5.7117$   
 Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



а)



б)

Рис.Б.8. Оцінка відхилення частоти випромінювання, Гц

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = -110.9894$

Невизначеність  $S = 0.0795$

Помилка  $\delta = 0.1559$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$



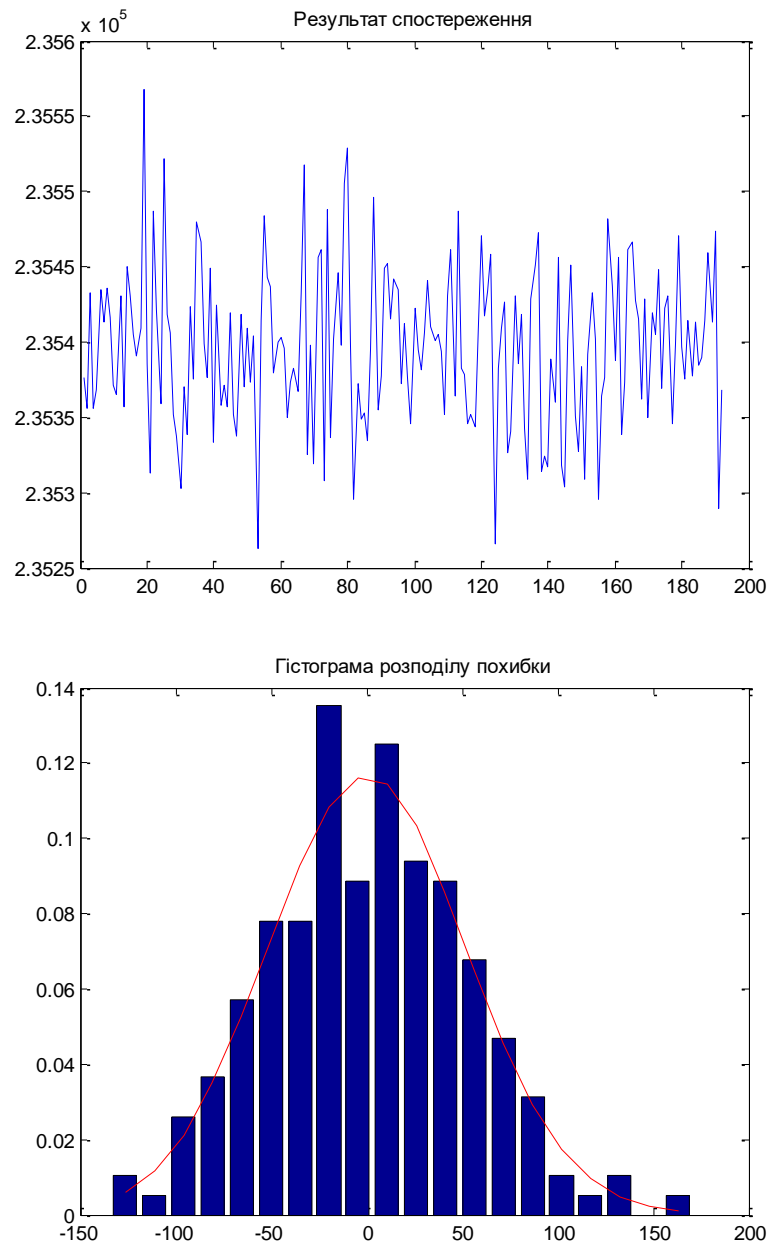


Рис.Б.9. Оцінка ширини смуги частот випромінювання, Гц:

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 2.3539e+05$

Невизначеність  $S = 3.5157$

Помилка  $\delta = 6.8909$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

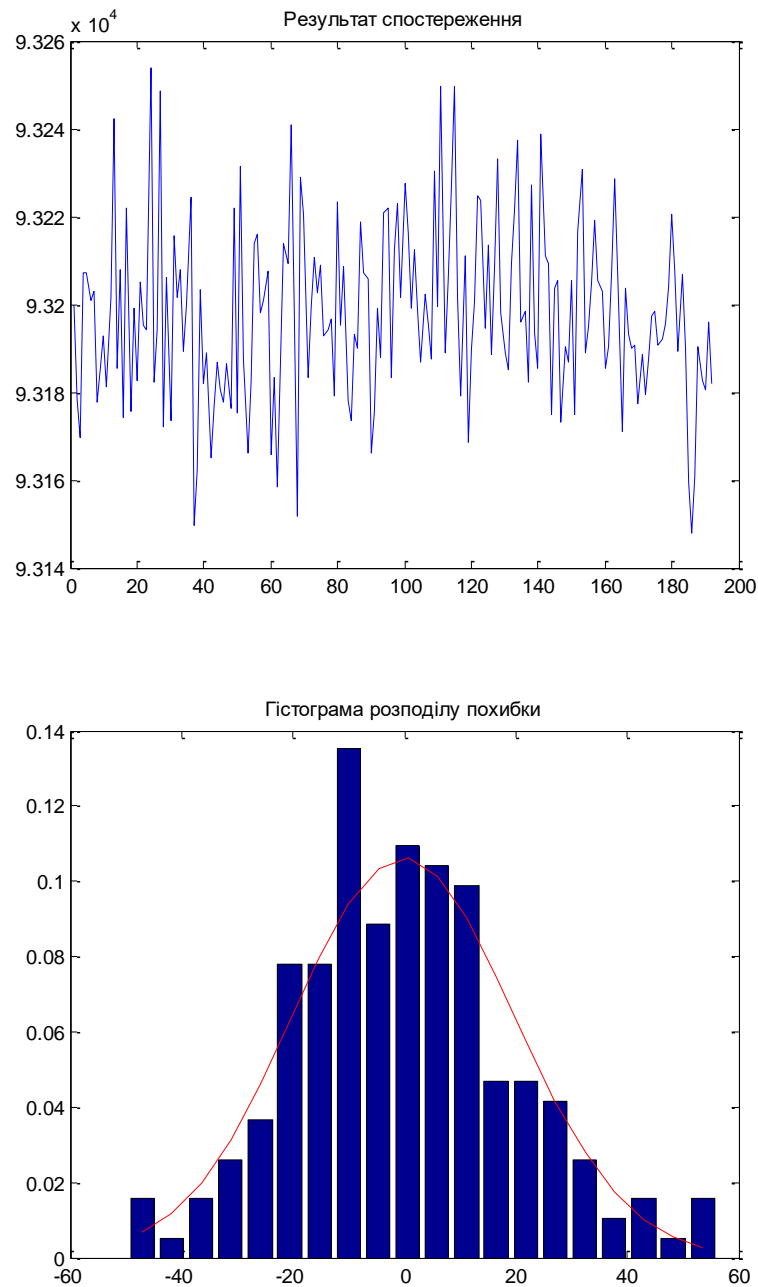


Рис.Б.10. Оцінка девіації частоти, кГц:

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 9.3196e+04$

Невизначеність  $S = 1.3370$

Помилка  $\delta = 2.6205$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

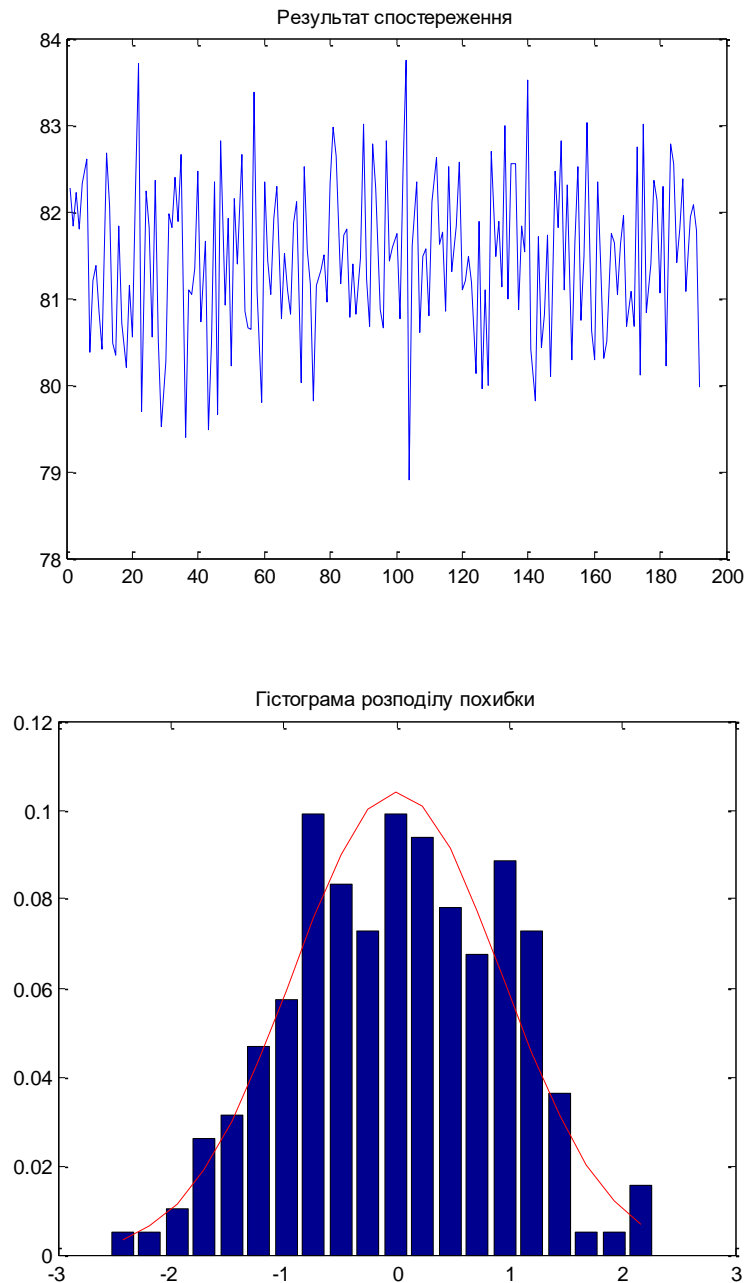


Рис.Б.11. Оцінка напруженості електромагнітного поля, дБмкВ/м

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 81.3081$

Невизначеність  $S = 0.0698$

Помилка  $\delta = 0.1368$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

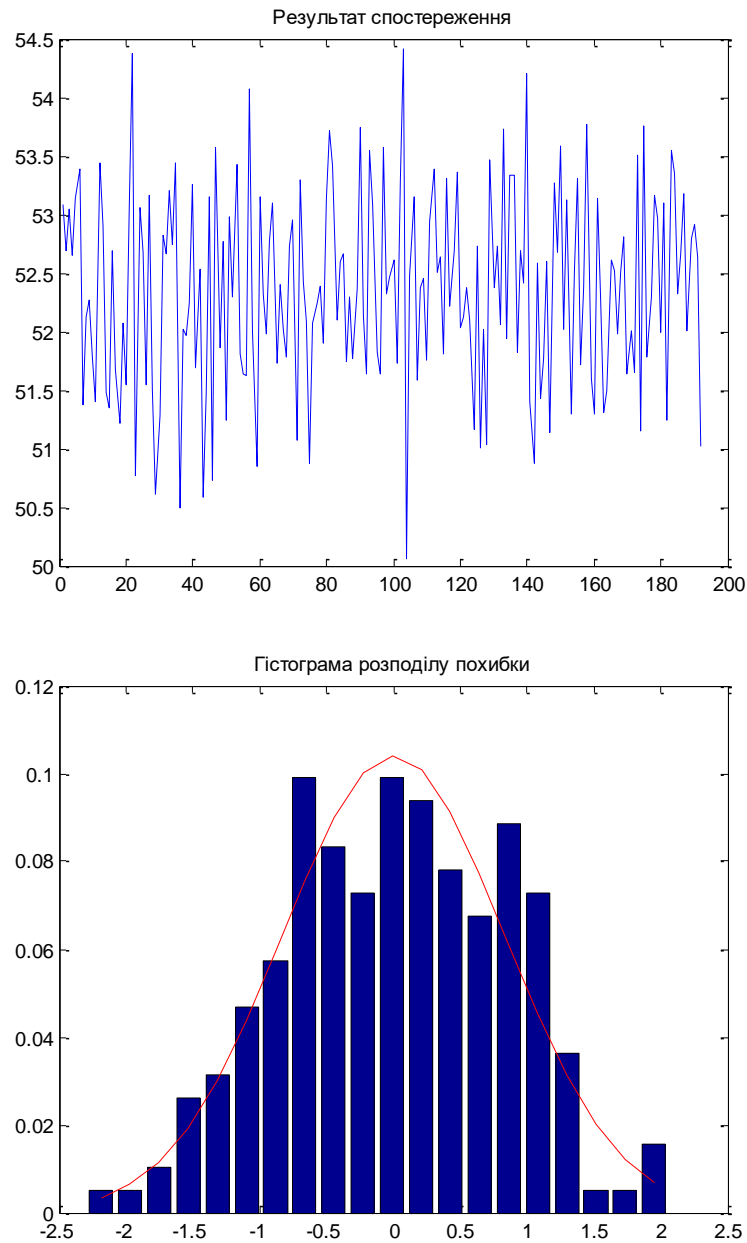


Рис.Б.12. Оцінка рівня сигналу, дБ

Висунута нами гіпотеза про нормальний закон розподілу не суперечить дослідним даним

Результат вимірювання  $A = 52.2104$

Невизначеність  $S = 0.0645$

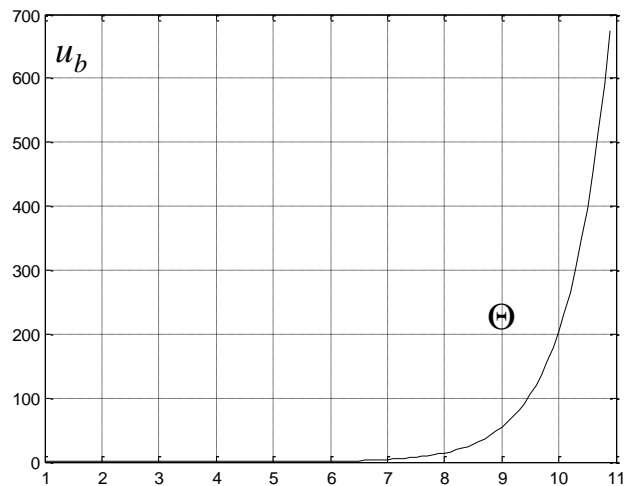
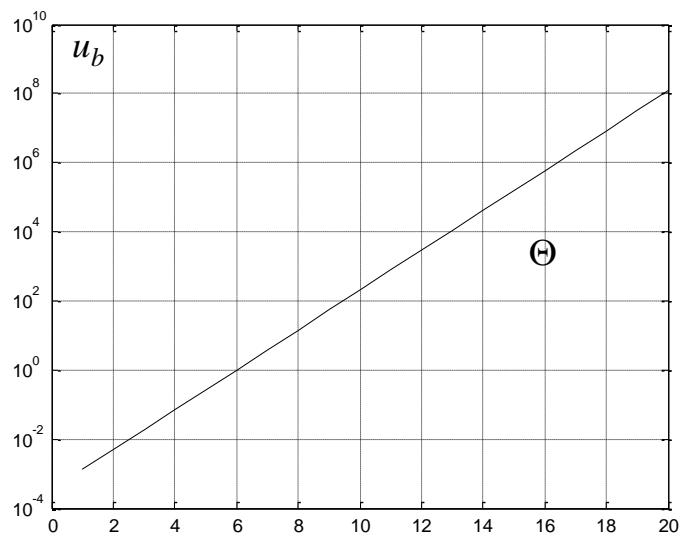
Помилка  $\delta = 0.1265$

Довірча ймовірність  $P = 0.9500$

Результати отримані для довірчої ймовірності  $P = 0.9500$  і проведена перевірка висунутої нами гіпотези про нормальний закон розподілу результату спостережень розглянутих параметрів, що не суперечить дослідним даним відповідно критерію опрацювань результатів вимірювань з багаторазовими спостереженнями.

### Б.3 Залежності стандартної невизначеності по типу В

Залежності стандартної невизначеності по типу В від межі невиключеної систематичної помилки для напруженості електромагнітного поля представлені на рис.Б.13 а) і б) в лінійному та логарифмічному масштабах відповідно.

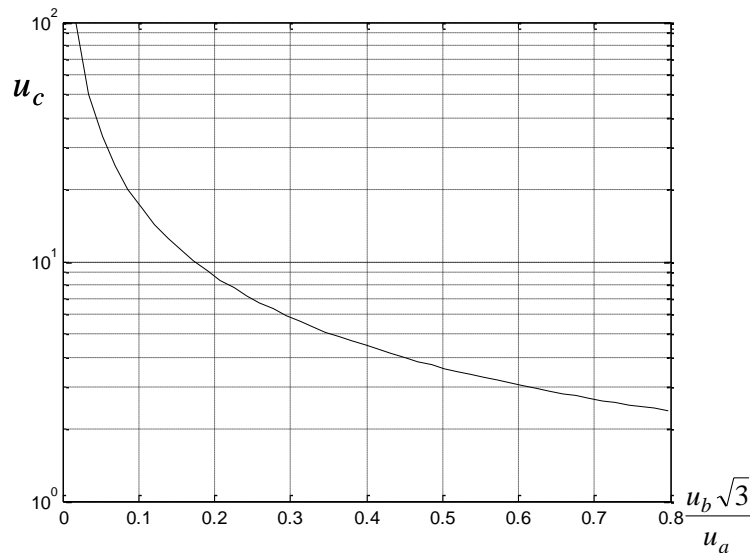


б)

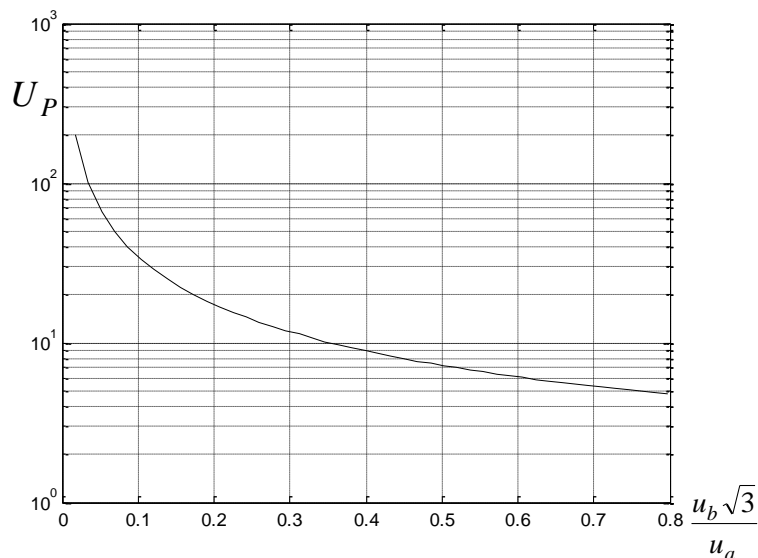
Рис.Б.13. Залежності стандартної невизначеності по типу В від межі невиключеної систематичної помилки для напруженості електромагнітного поля

Як можна бачити, з отриманих залежностей можна зробити висновок, що збільшення значення невиключеної систематичної помилки  $\Theta$  призводить до збільшення величини невизначеності по типу В, за лінійним законом.

На рис.Б.14 побудовані графіки визначення залежності сумарної невизначеності та розширеної невизначеності від співвідношення невизначеності типу А до невизначеності типу В



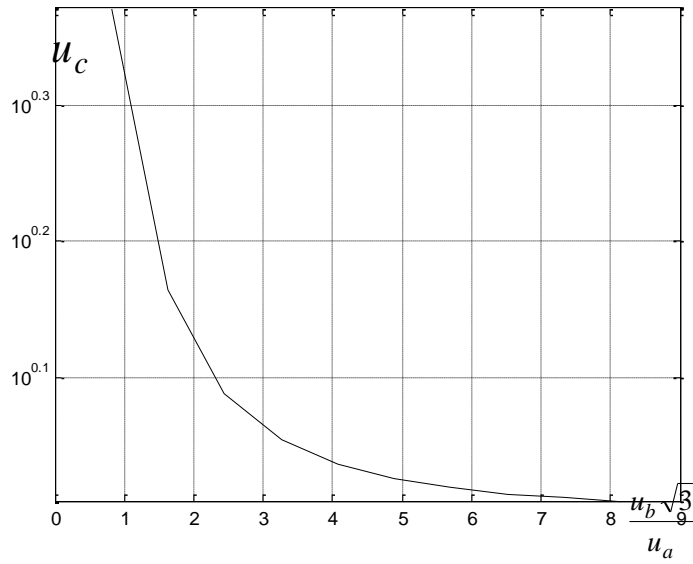
а)



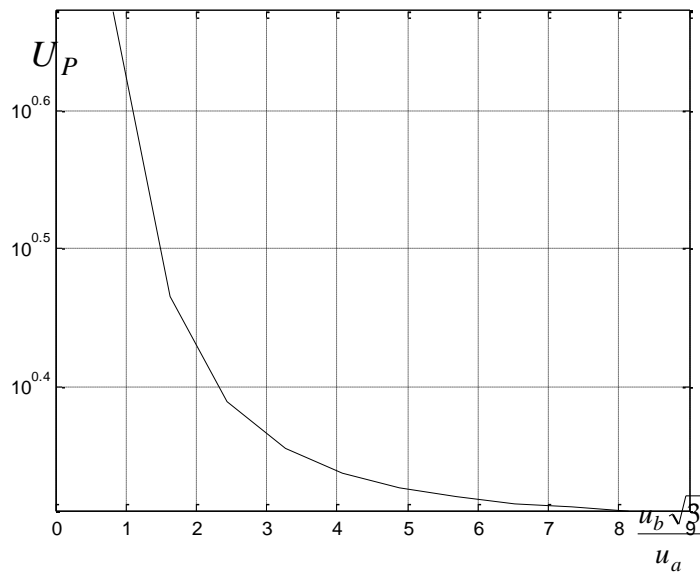
б)

Рис.Б.14. Для визначення залежності сумарної невизначеності та розширеної невизначеності від співвідношення невизначеності типу А до невизначеності типу В

(Продовження)



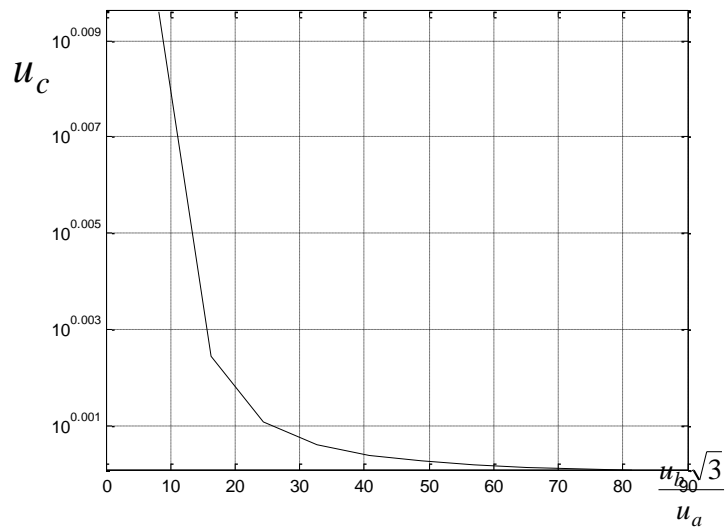
B)



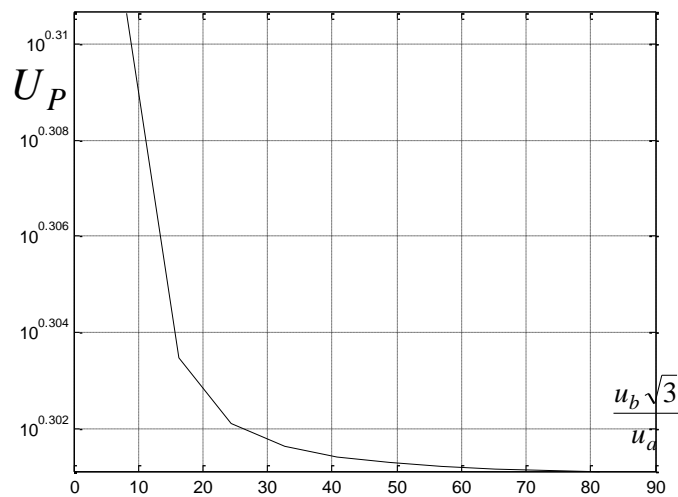
Г)

Рис.Б.14. Для визначення залежності сумарної невизначеності та розширеної невизначеності від співвідношення невизначеності типу А до невизначеності типу В

(Продовження)



д)



е)

Рис.Б.14. Для визначення залежності сумарної невизначеності та розширеної невизначеності від співвідношення невизначеності типу А до невизначеності типу В

(Продовження)

#### Б.4 Однократні прямі і польові виміри

В Таблиці Б.1 і Б.2 приведені розрахункові дані стандартної сумарної та розширеної невизначеності однократних прямих і польових вимірювань параметрів РЕЗ БС GSM-900 Харківська обл., Красноградський р-н, с. Хрестище, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь.



Таблиця Б.1 –Результати прямих однократних вимірювань РЕЗ

РЕЗ БС GSM-900		Харківська обл., Красноградський р-н, с. Хрестище, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь					
		Параметр					
1	Розрахункова величина	Частота випромінювання, Гц	Відхилення частоти випромінювання, Гц	Ширина смуги частот випромінювання, Гц	Девіація частоти, Гц	Напруженість електромагнітного поля, дБмкВ/м	Рівень сигналу, дБ
2	Стандартна невизначеність, що оцінюється по типу А U <sub>a</sub>	24.1429	0.5753	27.5317	11.9515	0.5657	0.5295
3	Стандартна невизначеність, що оцінюється по типу В U <sub>b</sub>	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025
4	Результат виміру А	935799938 ± 2.6517	62 ± 0.0663	299000 ± 3.0233	93004 ± 1.3142	85.2000 ± 0.0653	56.1000 ± 0.0613
5	Сумарна невизначеність U <sub>c</sub>	24.1429	0.5753	27.5317	11.9515	0.5657	0.5295
6	Розширена невизначеність U <sub>P</sub>	48.2858	1.1506	55.0634	23.9030	1.1314	1.0590

Таблиця Б.2 – Результати польових однократних вимірювань РЕЗ

№	РЕЗ БС GSM-900	Харківська обл., Красноградський р-н, с. Хрестище, вишка поблизу траси Київ-Сімферополь					
		Параметр					
1	Розрахункова величина	Частота випромінювання, Гц	Відхилення частоти випромінювання, Гц	Ширина смуги частот випромінювання, Гц	Девіація частоти, Гц:	Напруженість електромагнітного поля, дБмкВ/м	Рівень сигналу, дБ
2	Стандартна невизначеність, що оцінюється по типу А U <sub>a</sub>	38.9724	1.1022	48.7155	18.5261	0.9670	0.8940
3	Стандартна невизначеність, що оцінюється по типу В U <sub>b</sub>	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025	0.0025
4	Результат виміру А	935799889 ± 4.2784	111 ± 0.1150	235391 ± 5.4207	93195 ± 1.9820	81.4000 ± 0.1078	52.3000 ± 0.1054
5	Сумарна невизначеність U <sub>c</sub>	38.9724	1.1022	48.7155	18.5261	0.9670	0.8940
6	Розширена невизначеність U <sub>P</sub>	77.9448	2.2044	97.4310	37.0522	1.9340	1.7880

## ДОДАТОК В

## СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

1. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Повышение эффективности использования радиочастотного ресурса при внедрении систем широкополосного беспроводного доступа WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.155.С. 186–190.
2. Москалец Н.В., Селиванов К.А., Наорс И. Анад. Анализ энергетических параметров системы WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 143–147.
3. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Анализ влияния интерференции на уровень принимаемого сигнала в системе WiMAX. *Радиотехника*. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 163. С. 112–117.
4. Москалец Н.В., Наорс И. Анад. Методология проведения экспериментальных исследований по тестированию производительности широкополосной беспроводной сети IEEE 802.16e. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2011. № 4/3(52). С. 11–15.
5. Москалец Н.В., Селиванов К.А., Никитенко Т.В. Анализ нелинейных искажений в радиотракте с применением различных методов оценки нелинейности. *Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций»*. 2011. № 2 (4). С. 150–161. URL: [http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/112\\_selivanov\\_radio.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/112_selivanov_radio.pdf).
6. Москалец Н.В., Скибин В.П. Модель состояния телекоммуникационной сети в условиях случайных воздействий. *Международный научный журнал “Наука и Мир”*. 2014. Том 1, №3 (7). С.181–184.
7. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Модели одноранговых пиринговых сетей для передачи потоков IPTV. *Международный научно-исследовательский журнал*. 2014. Ч. 2. № 4(23). г. Екатеринбург. С. 46–50.
8. Москалец Н.В. Метод использования генетических алгоритмов при распределении ресурсов в группировке радиоэлектронных средств. *Национальная*

ассоциация ученых (НАУ). Ежемесячный научный журнал. 2015. № 4 (9), Часть 2 . С.141–143.

9. Москалец Н.В. Методика анализа электромагнитных взаимодействий в больших радиоэлектронных системах. *Сборник научных трудов по материалам Международной научно-практической конференции «Вопросы образования и науки: теоретический и методический аспекты»*. 2015, 30 июня. Россия, г.Тамбов. С.89–92.

10. Москалец Н.В. Адаптивный метод компенсации задержки на границах разделения беспроводной среды и транспорта. *Сборник трудов по материалам XIV Международной научно-практической конференции "Научные перспективы XXI века. Достижения и перспективы нового столетия"*. 2015, 14.08-15.08. Россия, г. Новосибирск. С. 43–48.

11. Москалец Н.В., Скибин В.П. Анализ состояния ТКС по результатам самодиагностирования. *Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи*. 2014. №1. С. 329–333.

12. Moskalets N.V. Mathematical modeling of electromagnetic interactions in the large radioelectronic systems. *Science and Education Studies "Stanford University Press"*. 2015. № 2(16). P. 398–402.

13. Moskalets N.V. Adaptive method of delay compensation on boundaries separating wireless environment and transport. *«American Journal of Science and Technologies»*. Princeton University Press. 2015. № 2(20). P. 642–653.

14. Москалец Н.В., Поповская Е.О., Тарасов К.А. Оптимизация суммарного взвешенного времени обслуживания в пиринговой сети. *Международный научно-исследовательский журнал Научный альманах*. 2016. № 6-2 (20). С. 110–116.

15. Москалец Н.В., Наорс И Анад Алсалим, Теплицкая С.Н. Анализ методов определения направления прихода сигналов в задачах пространственно-временного доступа. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2016. № 4/9 (82). С. 36–44.

16. Москалец Н.В. Анализ методов обнаружения вызывных сигналов абонентских станций в мобильных системах связи. *Научный журнал «ScienceRise»*. 2016. № 8/2 (25). С. 26–35.

17. Moskalets N.V., S.Teplytska. Analysis of methods using for superresolution of the signals in the tasks of space-time access. *Scientific journal «EUREKA: Physics and Engineering»*. 2016. Volume 5(6). P.16–24.
18. Москалец Н.В. Методы организации пространственно-временного доступа в системе мобильной связи. *Вісник Національного технічного університету "ХПИ"*. – 2016. – № 4(1176). С. 49–58.
19. Москалец Н.В., Поповский В.В. Анализ применимости алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки в системах мобильной связи. *Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций»*. 2016. №2(19). С. 3–27. URL: [http://pt.journal.kh.ua/2016/2/1/162\\_popovsky\\_stsp.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2016/2/1/162_popovsky_stsp.pdf).
20. Москалец Н.В. Анализ влияния ограничений при реализации методов пространственно-временного доступа. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. 2016. №50 (122). С. 95–100.
21. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Анализ динамики пиринговой сети. *Международный научный журнал «Символ науки»*. 2017. № 03-2. С.106–109.
22. Москалец Н.В. Сравнительный анализ методов оценки направления прихода сигналов. *Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.* 2017. Вып.188. С.126–135.
23. Москалец Н.В. Сравнительная оценка методов определения направления прихода сигналов на основе выборочной корреляционной матрицы. *Вісник національного технічного університету "ХПИ"*. 2017. №16 (1238). С. 53–61.
24. Moskalets M. Evaluating The Effectiveness Of Adaptive Antenna Array Weight Coefficients In Discretization. *International Journal "Technology audit and production reserves"*. 2017. №2/2(34). С.12–18.
25. Москалец Н.В. Использование метода оптимизации упаковки объектов в задачах планирования фемтостильник мобильных систем связи. *Наукове періодичне видання "Системи управління, навігації та зв'язку"*. 2017. №2(42). С.185–187.

26. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Функциональная модель управления в сетях пиринговой связи. *Научный журнал "Радиоэлектроника и информатика"*. ХНУРЕ. 2017. №1. С. 48–52.
27. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Фрагментация TV-контента в P2P-сетях с помощью процедуры динамического программирования. *Зв'язок. №2(126), (березень-квітень)*, 2017. С.14–17.
28. Москалец Н.В. Наорс І. Анад. Проблемы внедрения в Украине систем широкополосного беспроводного доступа WiMAX с учетом эффективного использования частотного ресурса. Зб. матер.13-го *Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у ХХІ ст.»*, м.Харків, ХНУРЕ, 2009р. Харків, 2009. С. 153.
29. Белокурський Ю.П., Москалец Н.В., Коваленко О.В., Захаров В.М. Геоінформаційні технології для планування зв'язку та розміщення засобів радіоелектронної боротьби Зб. тез доповідей *III-ї науково-практичної конференції "Наукове забезпечення службово-бойової діяльності внутрішніх військ МВС України"*, секція 2, м.Харків, Академія внутрішніх військ МВС України, 2011 р., 30-го березня. Харків, 2011. С. 76–78.
30. Москалец Н.В., Василенко Ю.А. Анализ характеристик систем широкополосного беспроводного доступа 4G. *Науково-технічна конференція Академії внутрішніх військ МВС України «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку»*, м.Харків, 2012р. Харків, 2012. С.12–13.
31. Vasilenko Yuriy, Hussein Y., Moskalets M. Synthesis algorithm for determining the direction of the arrival signal from mobile station. *12-th International Conference. The experience of designing and application of cad systems in microelectronics (IEEE)*, Polyana Svalyava (Zakarpattya), Ukraine 19 - 23 February. 2013. Поляна Свалява, 2013. С. 369–372.
32. Москалец Н.В., Василенко Ю.А. Анализ вероятностных характеристик при комбинированном многостанционном доступе. *Материалы 23-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии"*

(КрыМиКо'2013) (IEEE), Севастополь, 8-13 сентября, 2013 г., в 2 т. Севастополь: Вебер, 2013г., Т.1. Севастополь, 2013. С. 466–467.

33. Moskalets M.V. Method of detection and evaluation of activated subscriber stations in a mobile system communication 4G. *First International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology»* (IEEE PIC S&T` 2014), Ukraine, Kharkiv, NURE, 2014, October 14-17. Харків, 2014. С.122–124.

34. Москалец Н.В., Андриенко О.В. Метод определения числа сигналов абонентских станций. *Матеріали 67-ї науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів*, м.Одеса, 2014 р., 3-5 грудня. Одеса, 2014. С. 58.

35. Moskalets N., Popovskaya E. Mathematical scheduling models of IPTV peer to peer networks. *Матеріали 3-ї Міжнародної наукової конференції «Інформація, комунікації, суспільство»* (IEEE), м.Славське, 21-24 травня, 2014р., Славське, 2014. С. 20–21.

36. Москалец Н.В. Анализ задач реализации пространственно-временного доступа в системах мобильной связи 4-го поколения. *Зб. матер. 19-го Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.»*, м.Харків, ХНУРЕ, 20 - 22 квітня, 2015р. Харків, 2015. С. 69-70.

37. Moskalets M.V. Effective use of multibeam antenna and space-time multiple access technology in modern mobile communication systems. *X International Conference on Antenna Theory and Techniques Proceedings (IEEE)*, Ukraine, Kharkiv, NURE, 21-24 april, 2015. Харків, 2015. С.1–2.

38. Москалец Н.В., Лошаков В.А., Селиванов К.А. Методы решения задач ЭМС средствами антенной техники в тропосферной связи. *Первая Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи»* (ЭМС-2015), м. Харків, ХНУРЕ, 27 травня, 2015р. Харків, 2015. С.153.

39. Moskalets M., Teplitskaya S. Analysis of efficiency for space-time processing of signals from subscriber stations in implementation of space-time division multiple access. *2nd International Scientific-Practical Conference «Problems of*

*Infocommunications. Science and Technology»* (IEEE PIC S&T` 2015). (IEEE).

Kharkiv, NURE, October 13-15, 2015, T1. Харків, 2015. С. 234.

40. Москалец Н.В. Анализ методов повышения производительности современных сетей мобильной связи на основе организации пространственно-временного доступа. Зб. матер. 20-го Ювілейного міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь у XXI ст.», м.Харків, ХНУРЕ, 19-21 квітня, 2016. Харків, 2016. С. 53–54.

41. Москалец Н.В., Поповский В.В. Оптимальные методы компенсации задержек доступа. *Вторая Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи»* (ЭМС 2016), м.Харків, 27 травня, ХНУРЕ. 2016г. Харків, 2016. С. 95–98.

42. Moskalets M., Kuzminich I. Methods of Femtocells Planning Using Methods of Packaging Optimization. *3rd International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology»* (IEEE PIC S&T` 2016) (IEEE), Kharkiv, NURE, October 4-6, 2016. Харків, 2016. С. 211-213.

43. Москалец Н.В., Колоколов А.В. Анализ методов сверхразрешения в задачах пространственно-временного доступа. *V-а Міжнародна науково-практична конференція «Фізико-технологічні проблеми передавання, оброблення та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах»*. Україна, Чернівці, 3-5 листопада, 2016. Чернівці, 2016. С. 200–201.

44. Москалец Н.В., Тарасов К.А. Методы организации пространственно-временного доступа в системах мобильной связи. *Третий Всеукраинской научно-технической конференции «Информатика, управление и искусственный интеллект»* (ИУИИ-2016) (г. Харьков, НТУ "ХПИ", кафедра вычислительной техники и программирования), 23-25 ноября, 2016р. Харків, 2016. С. 58.

45. Москалец Н.В., Поповский В.В. Упорядоченный отбор с использованием генетического алгоритма приспособленности. *Збірник тез доповідей науково-практичної конференції «Актуальні питання розвитку, удосконалення та експлуатації озброєння та військової техніки в Національній гвардії України»*, м.Харків, 17 листопада, 2016р. Харків, 2016. С. 54–55.



46. Москалец Н.В. Оценка влияния суммы дестабилизирующих факторов при реализации методов пространственно-временного доступа. *21-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь В XXI веке», конференция «Перспективы развития телекоммуникационных и информационно-измерительных технологий»*. Харків, ХНУРЕ, 25-27 квітня, 2017р. Харків, 2017. С. 55–56.
47. Москалец Н.В. Анализ системных подходов по использованию методов пространственно-временного доступа. *Научно-практическая конференция «Применение информационных технологий в подготовке и деятельности сил охраны правопорядка»* (Национальная академия Национальной гвардии Украины, г.Харьков, 15-16 марта, 2017г.). Харків, 2017. С.129–131.
48. Москалец Н.В., Поповская Е.О. Методы управления потоком фрагментов в пиринговых сетях. *Видання "Збірник матеріалів Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій»*.Київ,18 квітня, НДІ телекомунікацій ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського, м. Київ, 2017р. Київ, 2017. С.1–3.
49. Moskalets M. Analysis of Methods Direction of Arrival Estimation in Space-Time Access. *Первая МНТК «Компьютерные и информационные системы и технологии»*, г.Харьков, ХНУРЭ, 20-22 апреля, 2017г. Харків, 2017. С. 54.

## ДОДАТОК Г

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Генеральний директор Державного підприємства «Український державний центр радіочастот»

  
 В.І. Корсун

2018 р.

## АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Москальця Миколи Вадимовича за темою «Методи просторово-часового доступу у перспективних системах мобільного зв'язку», представлену на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю  
05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі

Комісія у складі:

голови комісії – директора науково-методичного департаменту (надалі – НМД) Корсака В.Ф., та членів комісії: заступника директора НМД Благодарного В.Г., начальника відділу методичного забезпечення НМД Кокотов О.В. і начальника сектора розвитку інформаційних систем НМД Нестеренка О.В.

склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи «Методи просторово-часового доступу у перспективних системах мобільного зв'язку» Москальця М.В., а саме результати математичного моделювання при проведенні опрацювань даних прямих і польових вимірювань параметрів радіовипромінювання радіоелектронних засобів з врахуванням реального стану процедури й обробки результатів вимірювань, що виконуються Державними підприємством «Український державний центр радіочастот» (надалі – УДЦР) з метою визначення загальної погрішності та невизначеності вимірювання, використано у звіті НДР №13-12 «Дослідження факторів впливу на результати вимірювань параметрів випромінювання РЕЗ та розробка пропозицій щодо визначення загальних погрішності та невизначеності при проведенні вимірювань засобами радіоконтролю», яка виконувалась Харківським університетом радіоелектроніки на замовлення УДЦР.

Голова комісії:

Корсак В.Ф.

Члени комісії:

Благодарний В.Г.

Кокотов О.В.

Нестеренко О.В.

ЗАТВЕРДЖУЮ  
 Проректор з науково-методичної  
 роботи  
 Харківського національного  
 університету радіоелектроніки  
 д.т.н., проф.

Рубан І.В.  
 " 14 " 2017 р.


### АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Москальця Миколи Вадимовича за темою «Методи просторово-часового доступу у перспективних системах мобільного зв'язку», представлену на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі Комісія у складі:

голови – д.т.н., проф. Агеева Д.В.  
 членів: к.т.н., проф. Пастушенко М.С.,  
 к.т.н., доц. Мельнікової Л.І.

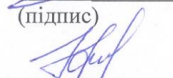
склала наступний акт про те, що результати дисертаційної роботи Москальця Миколи Вадимовича, а саме метод планування просторового розміщення фемто та мікросітьових мобільної мережі, що базується на теорії оптимізації упаковки 2-х та 3-х мірних об'єктів з можливістю подальшого масштабування структури мобільної мережі шляхом поодинокого приєднання об'єктів розміщення на основі логічного вибору з уникненням традиційних *NP* -повних задач перебору використано у НДР ДР №0114U000007г, що виконана за держзамовленням.

Голова комісії

  
 (підпис)

Д.В. Агеев  
 (ініціали та прізвище)

Члени комісії

  
 (підпис)

М.С. Пастушенко  
 (ініціали та прізвище)

Члени комісії

  
 (підпис)

Л.І. Мельнікова  
 (ініціали та прізвище)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
 Проректор з науково-методичної  
 роботи  
 Харківського національного  
 університету радіоелектроніки  
 д.т.н., проф. Рубан І.В.  
 " / " 2017 р.

### АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Москальця Миколи Вадимовича за темою «Методи просторово-часового доступу у перспективних системах мобільного зв'язку», представлену на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі

Комісія у складі:

голови – д.т.н., проф. каф. ІКІ Агєєва Д.В. та

членів: к.т.н., доц. каф. ІКІ Вавенко Т.В.;

к.т.н., доц. каф. ІКІ Токар Л.О.

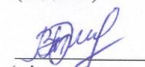
склала даний акт у тому, що результати дисертаційної роботи Москальця М.В., а саме метод комплексного використання просторово-часового і ймовірнісного конкурентного доступу типу подвійної експоненціальної відстрочки (ВЕВ), що забезпечує можливість збільшення продуктивності системи доступу в  $N$ -разів, де  $N$  добуток потенціальної наявності доступних часових і просторових каналів впроваджено у НДР № 235-1 (№ ДР 0109U000662) «Методи проектування телекомунікаційних мереж NGN та управління їх ресурсами», що виконана за держзамовленням.

Голова комісії

  
 (підпис)

Д.В. Агєєв  
 (ініціали та прізвище)

Член комісії

  
 (підпис)

Т.В. Вавенко  
 (ініціали та прізвище)

Член комісії

  
 (підпис)

Л.О. Токар  
 (ініціали та прізвище)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
 Проректор з науково-методичної  
 роботи  
 Харківського національного  
 університету радіоелектроніки  
 д.т.н., проф. Рубан І.В.  
 " 14 " \* 05 \* 1197 \* 2017 р.


### АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Москальця Миколи Вадимовича за темою «Методи просторово-часового доступу у перспективних системах мобільного зв'язку», представлену на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі  
 Комісія у складі:

голови – д.т.н., проф. Агеєва Д.В. та  
 членів: – д.т.н., проф. Коляденко Ю.Ю.,  
 – к.т.н., доц. Єременко О.С.

склала наступний акт про те, що результати дисертаційної роботи Москальця Миколи Вадимовича, а саме запропоновані модель та метод адаптивного управління просторово-часовим доступом в мобільній мережі зв'язку з використанням математичної рекурсивної процедури, що представлена в просторі змінних стану і враховує високодинамічний стан каналів мобільного зв'язку, який обумовлений просторовим переміщенням АС і багатопроменевістю поширення сигналів, використано у НДР ДР №0116U000066 т, що виконана за держзамовленням.

Голова комісії

  
 (підпис)

Д.В. Агеєв  
 (ініціали та прізвище)

Члени комісії

  
 (підпис)

Ю.Ю. Коляденко  
 (ініціали та прізвище)

Члени комісії

  
 (підпис)

О.С. Єременко  
 (ініціали та прізвище)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
 Проректор з науково-методичної  
 роботи  
 Харківського національного  
 університету радіоелектроніки  
 д.т.н., проф. Рубан І.В.  
 " 14 " 2017 р.

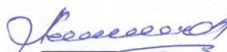


### АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Москальця Миколи Вадимовича за темою «Методи просторово-часового доступу у перспективних системах мобільного зв'язку», представлену на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі

Комісія у складі: голови – д.т.н., проф. Лемешко О.В., та членів комісії: к.т.н., доц. Мартинчука О.О., к.т.н., ст. викладача Кулі Ю.Е., склала наступний акт про те, що результати дисертаційної роботи Москальця М.В., а саме запропоновані модель та метод багатостанційного просторово-часового множинного доступу в системах мобільного зв'язку з просторово-поляризаційною селекційною обробкою кожного із обслуговуваних сигналів, а також заглушення сторонніх випромінювань при незмінності основних алгоритмів функціонування мобільної мережі впроваджено у НДР № 261-1 (ДР №0111U002627) «Методи підвищення продуктивності безпроводових мереж наступного покоління», що виконана за держзамовленням.

Голова комісії

  
 (підпис)

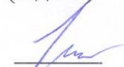
О.В. Лемешко  
 (ініціали та прізвище)

Член комісії

  
 (підпис)

О.О. Мартинчук  
 (ініціали та прізвище)

Член комісії

  
 (підпис)

Ю.Е. Куля  
 (ініціали та прізвище)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-методичної  
роботиХарківського національного  
університету радіоелектроніки

д.т.н., проф.

Рубан І.В.

"14" 06 2017 р.

**АКТ**

про використання у навчальному процесі результатів дисертаційної роботи Москальця Миколи Вадимовича за темою «Методи просторово-часового доступу у перспективних системах мобільного зв'язку», представлену на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі

Комісія у складі:

голови – д.т.н., проф. Лошакова В.А.,

членів: к.т.н., доц. Снігурова А.В.

к.т.н., доц. Штангей С.В.

розглянула дисертаційну роботу Москальця М.В. та дійшла наступного висновку: матеріали дисертації, а саме системна методологія науково-технічних рішень, щодо впровадження методів просторово-часового доступу в перспективних системах мобільного зв'язку, яка спрямована на підвищення якості і продуктивності роботи цих систем, ефективного використання радіочастотного ресурсу використовуються в навчальному процесі Харківського національного університету радіоелектроніки в дисциплінах: «Системи мобільного зв'язку», «Перспективні безпроводові системи» при підготовці студентів за напрямом «Телекомунікації».

Голова комісії

  
(підпис)В.А. Лошаков

(ініціали та прізвище)

Члени комісії

  
(підпис)А.В. Снігуров

(ініціали та прізвище)

Члени комісії

  
(підпис)С.В. Штангей

(ініціали та прізвище)