

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

КОЛЯДЕНКО ОЛЕКСІЙ ВАДИМОВИЧ

УДК 654.16:621.391.82

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПРИ
КОГНІТИВНОМУ РОЗПОДІЛІ РЕСУРСІВ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО
ЗВ'ЯЗКУ**

Спеціальність: 05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі
05 «Технічні науки»

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

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

Науковий керівник: Поповський Володимир Володимирович,
доктор технічних наук, професор

Ідентичність всіх примірників дисертації засвідчую:

Учений секретар
спеціалізованої вченої ради

/О.Б. Ткачова/

Харків – 2018

АНОТАЦІЯ

Коляденко О.В. Методи забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі ресурсів в мережах мобільного зв'язку. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступенів кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.12.02 «Телекомунікаційні системи та мережі». - Харківський національний університет радіоелектроніки, - Харків, 2018.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуальної наукової задачі забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) при когнітивному розподілі ресурсів в мережах мобільного зв'язку.

Розроблено алгоритми виявлення сигналів первинних користувачів: алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж і алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки. Знайшов подальший розвиток алгоритм, побудований на критерії Вальда. Проведено аналіз ефективності параметричного алгоритму, побудованому на критерії Вальда; непараметричного алгоритму, побудованому на математичному апараті нейронних мереж; непараметричного алгоритму, побудованому на математичному апараті нечіткої логіки і непараметричного алгоритму, побудованому на знако-ранговому критерії Вілкоксона. В результаті проведеного аналізу дані рекомендації щодо їх застосування.

Розглянуто і проаналізовано алгоритми кластеризації ресурсів: 1) алгоритм кластеризації, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена, 2) алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM. Кластеризацію ресурсів запропоновано здійснювати за векторами ознак: 1) координати розташування АС; 2) запитувані ресурси (інтенсивність надходження пакетів від АС, затримка черги, відношення сигнал/завада+

шум; швидкості передачі даних користувачів; 3) доступні ресурси (частотно-часові ресурси, просторово-часові ресурси).

Розроблено метод забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку. Метод складається з вибору алгоритму адаптивної антенної решітки та розробки просторово-часового доступу.

Розроблено метод забезпечення ЕМС при розподілі частотно-часового ресурсу в мережі мобільного зв'язку, який складається з алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот і алгоритму розподілу частотного ресурсу, заснованому за критерії гарантованої якості зв'язку. Проведено аналіз ефективності даних алгоритмів.

Ключові слова: мережа мобільного зв'язку, алгоритми виявлення сигналів, когнітивний розподіл ресурсів, кластеризація ресурсів, просторово-часовий доступ.

ABSTRACT

Kolyadenko O.V. Methods for ensuring electromagnetic compatibility in the cognitive resources distribution for mobile communication networks. - Qualification research work as a manuscript.

The thesis for a candidate degree (Ph.D.) in major 05.12.02 – telecommunication systems and networks. – Kharkiv National University of Radio Electronics. – Kharkiv, 2018.

The thesis is devoted to the solution of current scientific problem of ensuring electromagnetic compatibility (EMC) in the cognitive resources distribution in mobile communication networks.

Primary users signals detection algorithms were developed: an algorithm built on a neural networks mathematical apparatus and an algorithm built on a

mathematical apparatus of fuzzy logic. The algorithm based on Wald's criterion was further developed. The parametric algorithm efficiency analysis is based on the Wald's criterion is carried out; a nonparametric algorithm based on the neural networks mathematical apparatus; a nonparametric algorithm based on the fuzzy logic and a nonparametric algorithm based on the Wilcoxon sign-rank criterion. Recommendations for their application are given as a result of the analysis.

The resource clustering algorithms are considered and analyzed: 1) the clustering algorithm built on the Self-organizing map (Kohonen neural network mathematical apparatus), 2) the fuzzy clustering algorithm based on FCM. Resources clustering is suggested to be carried out according to the vectors of characteristics: 1) subscriber stations (SS) location coordinates; 2) Requested resources (the packets arrival intensity from the SS, queue delay, signal-to-noise ratio + noise, user data rates, and 3) available resources (time-frequency resources, space-time resources).

The method has been developed to ensure electromagnetic compatibility in the cognitive distribution of space-time resources in mobile communication networks. The method consists of the adaptive antenna array selection algorithm and the space-time access development.

A method for providing EMC in the allocation of a frequency-time resource in a mobile communication network has developed, which consists of an algorithm for allocating a frequency resource with repeated use of frequencies and an algorithm for determining the frequency resource based on the criterion of guaranteed quality of communication. The efficiency of these algorithms has analyzed.

Keywords: mobile communication network, signal detection algorithms, cognitive resource allocation, resource clustering, space-time access.

Список публікацій здобувача:

1. Коляденко Ю. Ю. Метод оценки матрицы канала систем беспроводного радиодоступа WIMAX / Ю. Ю. Коляденко, А. В. Коляденко, А.Д. Муслим // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.. – 2010. – №163. – С. 108–111.
2. Коляденко Ю.Ю. Математическая модель радиоканала для MIMO-систем [Электронный ресурс] / Ю. Ю. Коляденко, А. В. Коляденко// Проблемы телекоммуникаций. – 2012. – No.2 (7). – С. 91–109. – Режим доступа до журн.: http://pt.journal.kh.ua/2012/2/1/122_kolyadenko_mimo.pdf
3. Коляденко А. В. Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении пространственно-временного ресурса в сетях мобильных связи / А. В. Коляденко // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.. – 2017. – №188. – С. 136–140.
4. Поповский В. В. Метод обнаружения сигналов первичных пользователей в когнитивных радиосетях / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2017. – №2. – С. 7–15. DOI: 10.15588/1607-3274-2017-2-1.
5. Поповский В. В. Алгоритмы обнаружения сигналов при когнитивном распределении ресурсов в сетях мобильной связи / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Вестник связи. – Москва. – 2017. – №5. – С. 48–53.
6. Поповский В.В. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов обнаружения сигналов при когнитивном распределении ресурсов в сетях мобильной связи / В.В. Поповский, А.В. Коляденко // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2017. – Т. 17, № 2. – С. 33–41. DOI: 10.14529/ctcr170203.
7. Поповский В. В. Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении частотного ресурса в мобильных системах связи / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Вісник

Національного університету "Львівська політехніка" Серія "Радіоелектроніка та телекомунікації". – 2017. – №874. – С. 25–30.

8. Development of the model for a backhaul network based on the Long Term Evolushion technology / [L.Tokar, E. Belousova, A. Kolyadenko et al.] // Eastern European Journal of Enterprise Technologies. – 2017. – №2/9 (86). – PP. 38–44.

9. Итерационные алгоритмы демодуляции сигналов с пространственно-временным кодированием для систем WIMAX / [Ю.Ю. Коляденко, А.Д. Муслим, А.В. Коляденко и др.] // VI-я Международная научно-практическая конференция «Наука и социальные проблемы общества: информатизация и информационные технологии», Харьков, 24-25 мая 2011. - С. 373-374.

10. Муслим А.Д. Сравнительная эффективность методов пространственно-временного кодирования, применяемых в системах WIMAX / А.Д. Муслим, А.В. Коляденко // Материалы XV Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 18-20 апреля 2011. - С. 58-59.

11. Муслим А.Д. Усовершенствование пространственно-временных кодов для систем WIMAX / А.Д. Муслим, А.В. Коляденко // Материалы XV Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 18-20 апреля 2011. - С. 60-61.

12. Коляденко А.В. Анализ характеристик сети беспроводного доступа WIMAX при использовании пространственно-временного доступа до базового ретранслятора/ А.В. Коляденко, Х.М. Иляс // Материалы XVI Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 17-19 апреля 2012. - С. 62-63.

13. Коляденко А.В. Оптимизация распределения частотного ресурса в когнитивных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XVII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 22-24 апреля 2013. - С. 103-104.

14. Коляденко Ю.Ю. Алгоритм распределения частотного ресурса в радиосетях с обеспечением качества связи / Ю.Ю. Коляденко, А.В.

Коляденко// Первая Международная научно-практическая конференция «Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии», Харьков, Украина, 9-11 октября 2013. - С. 188-190.

15. Kolyadenko Y. Promising radio networks frequency resource allocation cognitive approach / Y. Kolyadenko, A. Kolyadenko // 5 d International Radio Electronic Forum (IREF'2014) PROCEEDINGS Volume II INTERNATIONAL SCIENTIFIC AND PRACTICAL CONFERENCE «PROBLEMS OF INFOCOMMUNICATIONS. SCIENCE AND TECHNOLOGY» (PICS&T - 2014), Kharkov, Ukraine, October 14-17 2014. - P. 132-134.

16. Коляденко А.В. Решение задачи кластеризации в когнитивных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XVIII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 14-16 апреля 2014. - С. 59-60.

17. Коляденко А.В. Когнитивный подход при распределении частотного ресурса между абонентами в перспективных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XIX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 20-22 апреля 2015. - С. 51-52.

18. Коляденко А.В. Повышение пропускной способности когнитивных радиосетей на основе MIMO технологии / А.В. Коляденко // Материалы XX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 19-21 апреля 2016. - С. 43-44.

19. Коляденко А.В. Кластеризация абонентских станций в сетях операторов мобильной связи при когнитивном распределении ресурсов / А.В. Коляденко // Материалы XXI Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 25-27 апреля 2017. - С. 43-44.

20. Коляденко А.В. Алгоритм обеспечения электромагнитной совместимости и качества связи в сетях мобильной связи при когнитивном распределении частотного ресурса / А.В. Коляденко // Третья

Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи ЭМС- 2017», Харьков, 23-24 мая 2017. - С. 17-20.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ ТА ТЕРМІНІВ	12
ВСТУП.....	14
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПРИ РОЗПОДІЛІ РЕСУРСІВ В МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....	20
1.1. Технологія множинного доступу OFDMA і OFDM модуляція.....	21
1.2. Технологія МІМО.....	26
1.2.1. Просторово-часове блочне кодування	26
1.2.2. Багатоантенні системи з декількома просторовими каналами	30
1.3. Розподіл фізичних ресурсів системи зв'язку між абонентами	32
1.4. Електромагнітна сумісність радіоелектронних засобів мереж мобільного зв'язку четвертого покоління	34
1.5. Методи забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі ресурсів мережі мобільного зв'язку. Постановка задачі на подальше дослідження	38
Висновки по розділу 1.....	43
РОЗДІЛ 2. АЛГОРИТМИ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ ПЕРВИННИХ КОРИСТУВАЧІВ ПРИ КОГНІТИВНОМУ РОЗПОДІЛІ РЕСУРСІВ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ	45
2.1. Алгоритми виявлення сигналів	45
2.2. Алгоритм виявлення сигналів, побудований на критерії Вальда	46
2.3. Алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж	58
2.4. Алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки ...	60
2.5. Алгоритм виявлення, заснований на знаково-ранговому критерії Вілкоксона.....	62
2.6. Аналіз ефективності алгоритмів виявлення сигналів	64
Висновки по розділу 2	66
РОЗДІЛ 3. МЕТОДИ КЛАСТЕРИЗАЦІЇ РЕСУРСІВ В МЕРЕЖАХ	

	10
МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ	68
3.1. Процес кластеризації	69
3.2. Метод кластеризації ресурсів, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена	70
3.3. Метод нечіткої кластеризації ресурсів	72
3.4. Результати моделювання кластеризації просторових ресурсів абонентських станцій	77
Висновки по розділу 3	82
РОЗДІЛ 4. МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПРИ РОЗПОДІЛ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО РЕСУРСУ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ	83
4.1. Математична модель радіоканалу для технології МІМО	83
4.2. Метод оцінки матриці каналу	90
4.3. Метод забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільних зв'язку	92
4.3.1. Просторово-часова обробка сигналів.....	92
4.3.2. Алгоритм адаптивної антенної решітки, який синтезовано для динамічної сигнально-завадової обстановки	93
4.3.3. Розробка просторово-часового доступу на основі модифікованої технології МІМО	97
Висновки по розділу 4	103
РОЗДІЛ 5. МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПРИ РОЗПОДІЛІ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОГО РЕСУРСУ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ	105
5.1. Алгоритм розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот	105
5.2. Алгоритм розподілу частотного ресурсу в мережі мобільного зв'язку із забезпеченням якості зв'язку	113
Висновки по розділу 5	120
ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ.....	122

Список використаних джерел.....	11
Додаток А	125
Додаток Б	

**ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ,
ОДИНИЦЬ ТА ТЕРМІНІВ**

ААР -	адаптивна антенна решітка;
АС -	абонентська станція;
АЭ -	антенний елемент;
БГШ -	білий гаусівський шум;
БПА -	багатопротенева антенна;
БС -	базова станція;
ВВК -	вектор вагових коефіцієнтів;
ВП -	відношення правдоподібності;
ВСЗШ -	відношення потужності сигналу до потужності завади і шуму;
ВСШ -	відношення потужності сигналу до потужності шуму;
ДП -	джерело повідомлень;
ДС -	діаграма спрямованості;
ЕМС -	електромагнітна сумісність;
КАМ -	квадратурна амплітудна модуляція;
КЗ -	канали зв'язку;
М -	модулятор;
ММЗ -	мережа мобільного зв'язку;
МП -	матричний перетворювач;
МСЕ -	Міжнародний союз електрозв'язку;
ПЧК -	просторово-часовий кодер;
ПЧД -	просторово-часовий доступ;
ПЧОС -	просторово-часова обробка сигналів;
РБ -	ресурсний блок;
РЕ -	ресурсний елемент;
РЕЗ -	радіоелектронні засоби;
СЗО -	сигнально-завадова обстановка;
СКВ -	середньоквадратичне відхилення;

ЦК -	центри кластерів;
ЦП -	циклічний префікс;
ЧТР -	частотно-територіальний рознос;
CoMP -	Coordinated Multi-Point operation;
C-RAN -	Centralized Radio Access Network;
CRS -	системи когнітивного радіо;
CS/CB -	Coordinated Scheduling and Coordinated Beamforming;
DL -	спадний канал;
DPS -	Dynamic Point Selection;
eICIC -	enhanced Inter-Cell Interference Coordination;
FCM -	Fuzzy Classifier Means;
FDD -	частотний дуплекс;
GLDB -	геолокаційна база даних;
JP -	Joint Processing;
LTE -	Long Term Evolution;
MIMO -	Multiple Input Multiple Output;
OFDM -	Orthogonal Frequency Division Multiplexing;
OFDMA -	Orthogonal Frequency Division Multiple Access;
SDR -	системи радіозв'язку з програмованими параметрами;
SISO -	Single Input Single Output;
STBC -	Space-Time Block Coding;
TDD -	часовий дуплекс;
UL -	висхідний канал;
WTA -	Winner Takes All.

ВСТУП

Актуальність теми. З появою мереж мобільного зв'язку (ММЗ) сигнально-завадова обстановка (СЗО) в діапазонах метрових і дециметрових хвиль стала різко ускладнюватися. Все зростаюча кількість радіоелектронних засобів (РЕЗ) різного призначення призводять до утворення множинного характеру електромагнітних взаємодій між ними. Одночасно з цим ще важливішим стає дефіцит частотного ресурсу, загострюється проблема електромагнітної сумісності (ЕМС). Практично весь частотний діапазон до теперішнього часу розподілено і ліцензовано, однак при цьому, як показали дослідження Федеральної комісії зв'язку США, спектр використовується не досить ефективно. Підвищити ефективність використання спектра дозволяє механізм когнітивного розподілу ресурсів, згідно з яким вторинним користувачам (які не закріплені за даним частотним діапазоном) надається можливість використовувати діапазони первинних користувачів (закріплених за даним діапазоном) на час, поки цей діапазон не використовується первинним користувачем [1-6].

Асамблея радіозв'язку в 2012 р. прийняла Резолюцію МСЕ-R 58 [7], що описує перелік проблемних питань, пов'язаних з впровадженням та використанням систем когнітивного радіо, для подальшого їх дослідження. 1-а Дослідницька комісія МСЕ-R схвалила Звіт МСЕ-R SM.2152, що описує системи когнітивного радіо. Розглядаються декілька підходів щодо впровадження систем когнітивного радіо, зокрема, на основі геолокаційної бази даних і на основі спектрального зондування (здатності самостійно аналізувати навколишню електромагнітну обстановку). В даному документі вказана одна з проблем впровадження когнітивного радіо - це проблема забезпечення ЕМС між РЕЗ первинних користувачів і РЕЗ вторинних користувачів спектра і проблема забезпечення внутрішньосистемної ЕМС. Таким чином, розробка методів забезпечення ЕМС при когнітивному розподілі ресурсів в ММЗ є актуальною науковою задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами і темами.

Дисертаційні дослідження проводились відповідно до наступних програм та нормативно-правових документів: Закон України “Про Основні засади розвитку інформаційного суспільства в Україні на 2007-2015 роки” від 09.01.2007 р., № 537-V, Закон України “Про телекомунікації” від 18.11.2003 р., № 1280-IV, Державна науково-технічна програма «Створення перспективних телекомунікаційних систем і технологій», планів наукової, науково-технічної діяльності Харківського національного університету радіоелектроніки. Матеріали дисертації було використано у звіті про науково-дослідну роботу № 308 “Нитка-3” номер держреєстрації 0116U0000662. Крім того, напрям досліджень пов'язано з планами університету та кафедри інфокомунікаційної інженерії, де виконувалась робота, а також тематикою науково-дослідних робіт цієї кафедри.

Мета і задачі дослідження. Метою дослідження є забезпечення ЕМС при когнітивному розподілі ресурсів в ММЗ. Для досягнення цієї мети в роботі вирішені такі задачі дослідження:

- розроблено та досліджено алгоритми виявлення сигналів первинних користувачів;
- розроблено та досліджено методи кластеризації ресурсів в ММЗ;
- розроблено та досліджено методи забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі просторово-часового ресурсу в ММЗ;
- розроблено та досліджено методи забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі частотно-часового ресурсу в ММЗ.

Об'єкт дослідження. Процеси функціонування і розподілу ресурсів в ММЗ.

Предмет дослідження. Моделі і методи розподілу ресурсів в ММЗ.

Методи досліджень базуються на основних положеннях радіофізики, теорії електров'язку, системного аналізу, математичної статистики, теорії ймовірностей, теорії оптимізації, теорії оцінювання та управління, теорії розладнання, методах просторово-часової обробки сигналів, управління в

адаптивних антенних решітках, математичному апараті нечіткої логіки, математичному апараті нейронних мереж, математичного та імітаційного моделювання.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Вперше проведено порівняльний аналіз ефективності алгоритмів виявлення сигналів: алгоритма, побудованому на математичному апараті нейронних мереж, алгоритма, побудованому на математичному апараті нечіткої логіки, алгоритма, побудованому на критерії Вальда і алгоритма виявлення, заснованому на знако-ранговому критерії Вілкоксона. В результаті проведеного аналізу дано рекомендації щодо вибору алгоритма виявлення в залежності від СЗО і ступеня апріорної невизначеності.

2. Одержав подальший розвиток метод кластеризації ресурсів, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена. Даний метод на відміну від методу, заснованому на теорії розладнання з подальшою нечіткою кластеризацією вимагає менших обчислювальних витрат і не поступається в ефективності його використання.

3. Вперше розроблено метод забезпечення ЕМС при розподілі просторово-часового ресурсу в ММЗ, який засновано на вирішенні задачі просторово-часового доступу (ПВД) абонентських станцій (АС) до базової станції (БС). Даний метод добре узгоджується з задачами просторово-часової обробки сигналів, з задачами частотно-часової, кодової і ін. обробки. Розв'язувана при цьому задача ЕМС ММЗ дозволяє економити радіочастотний ресурс, збільшити число споживачів в умовах значного частотного завантаження.

4. Вперше розроблено метод забезпечення ЕМС при розподілі частотно-часового ресурсу в ММЗ, який складається з алгоритму з повторним використанням частот і алгоритму, заснованому за критерії гарантованої якості зв'язку. Використання даного методу дозволяє скоротити смугу частот і забезпечить максимальну рівномірність якості зв'язку.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів виявлення сигналів дозволив дати рекомендації щодо їх практичного використання. При апріорній невизначеності щодо параметрів сигналів первинного користувача рекомендується використовувати алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена або нечіткої логіки. Якщо ж параметри сигналів первинного користувача відомі і є в базі даних, а також відношення потужності сигналу до потужності шуму (ВСШ) перевищує - 3 дБ рекомендується використання алгоритму Вальда.

2. Практичне застосування методу кластеризації ресурсів, побудованому на математичному апараті нейронних мереж Кохонена скоротить обчислювальну складність, а отже і час, що витрачається на кластеризацію ресурсів мережі.

3. Практичне застосування методу забезпечення ЕМС при розподілі просторово-часового ресурсу в мережі мобільного зв'язку дозволить підвищити відношення потужності сигналу до потужності завади і шуму (ВСЗШ) на 30 ... 45 дБ, що забезпечить внутрішньосистемну ЕМС мережі. Застосування даного методу так само дозволяє формувати вузькі промені діаграми спрямованості, що дає можливість передачі сигналів АС на одній і тій же частоті, але в різному напрямку.

4. Практичне застосування методу забезпечення ЕМС при розподілі частотно-часового ресурсу в мережі мобільного зв'язку дозволяє в 2-3 рази скоротити смугу частот і забезпечити максимальну рівномірність якості в угрупованні рівнопріоритетних АС.

Наукове значення: запропоновані в дисертації методи забезпечення ЕМС в ММЗ забезпечують підвищення відношення потужності сигналу до потужності завади і шуму на вході приймача на 30 ... 45 дБ та в 2-3 рази скоротити смугу частот і забезпечити максимальну рівномірність якості в угрупованні рівнопріоритетних АС. Результати дисертаційних досліджень реалізовані в навчальному процесі кафедри інфокомунікаційної інженерії

Харківського національного університету радіоелектроніки при вивченні дисципліни «Теорія електричного зв'язку» та у звіті НДР № 308 “Нитка-3” (ДР № 0116U0000662).

Особистий внесок здобувача в спільних публікаціях. В роботі [8] автору належить розробка методу оцінки матриці каналу систем безпроводового радіодоступу. В роботі [9] автору належить розробка математичної моделі радіоканалу для МІМО-систем. В роботі [11] автору належить розробка методу виявлення сигналів первинних користувачів в когнітивних радіомережах. В роботі [12] автору належить розробка алгоритмів виявлення сигналів при когнітивному розподілі ресурсів в мережах мобільного зв'язку. В роботі [13] автору належить проведення порівняльного аналізу ефективності алгоритмів виявлення сигналів при когнітивному розподілі ресурсів в мережах мобільного зв'язку. В роботі [14] автору належить розробка методу забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі частотного ресурсу в мобільних системах зв'язку. В роботі [15] автору належить оцінка пропускнуої здатності мережі. В роботі [16] автору належить розробка ітераційних алгоритмів демодуляції сигналів з просторово-часовим кодуванням. В роботі [18] автору належить проведення аналізу ефективності просторово-часових кодів. В роботі [19] автору належить проведення аналізу пропускнуої здатності мережі при використанні просторово-часового доступу. В роботі [21] автору належить розробка алгоритму розподілу частотного ресурсу в радіомережах з забезпеченням якості зв'язку. В роботі [22] автору належить розробка когнітивного підходу при розподілі частотного ресурсу між абонентами.

Апробація результатів дисертації: Результати доповідались на наукових семінарах кафедри інфокомунікаційної інженерії ХНУРЕ, а також на 12-и Міжнародних конференціях [16-27]. Всі виступи за темою дисертації.

Публікації: За темою дисертації подано 8 статей [8-15], які опубліковано в спеціалізованих виданнях, з них 2 статті за кордоном [12,13]

і 1 стаття в Міжнародному наукометричному науковому журналі, що індексовано в Scopus [15].

Структура і обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаних джерел, який складається з 97 найменувань. Загальний обсяг роботи 135 сторінок з них: 41 рисунок, 1 таблиця.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПРИ РОЗПОДІЛІ РЕСУРСІВ В МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

З огляду на міжнародний досвід (FCC (США), OFCOM (Великобританія), IDA (Сингапур)) впровадження перспективних радіотехнологій можна виділити наступні основні сценарії використання систем когнітивного радіо [28]:

- 1) безпроводовий доступ для мобільних АС на базі мереж LTE з використанням лінії вниз в смузі частот 470-686 МГц;
- 2) безпроводовий доступ для мобільних АС на базі мереж LTE з використанням дуплексної лінії зв'язку в смузі частот 470-686 МГц;
- 3) безпроводовий доступ для фіксованих АС в межах населеного пункту на базі LTE, Wi-MAX, IEEE 802.22 або інших стандартів;
- 4) організація ліній зв'язку між населеними пунктами для забезпечення широкосмугового доступу в населених пунктах, що не мають широкосмугового підключення за допомогою інших систем зв'язку, з використанням IEEE 802.22 або інших стандартів.

У 2010 р. Міжнародний союз електрозв'язку (МСЕ) сформував набір вимог IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications - Advanced), які повинні висуватися до ММЗ четвертого покоління (4G) [29].

Серед небагатьох стандартів, що відповідають вимогам IMT-Advanced і належать сімейству 4G, знаходиться передовий стандарт довгострокової еволюції універсальної наземної системи радіозв'язку (Long Term Evolution - Advanced, LTE-A), що розробляється комітетом по стандартизації 3GPP (Third Generation Partnership Project) [30-32].

Даний розділ присвячено опису розподілу ресурсів ММЗ LTE-A і аналізу EMC ММЗ 4G. Результати даного розділу опубліковано в роботі [15].

1.1. Технологія множинного доступу OFDMA і OFDM модуляція

Для передачі сигналів в каналі зв'язку систем LTE-A використовується технологія множинного доступу з ортогональним частотним розділенням абонентів (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA).

Ця технологія заснована на застосуванні схеми цифрової модуляції з ортогональним частотним мультиплексуванням (ущільненням) - OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [33]. При використанні OFDM модуляції вся доступна смуга частот ділиться між множиною ортогональних піднесучих частот, кожна з яких незалежно модулюється передавачем базової станції за допомогою квадратурної амплітудної модуляції (КАМ) [34]. Таким чином, в часовій області комплексний сигнал на виході OFDM модулятора можна записати в наступному вигляді:

$$\dot{U}_{ck} = \dot{U}_c(k\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{U}_i e^{jik\frac{2\pi}{N}}, \quad (1.1)$$

де N - кількість піднесучих;

$k = 0, 1, 2, 3 \dots (N-1)$ - дискретний час;

Δt - період дискретизації;

\dot{U}_i - комплексний інформаційний символ.

В результаті застосування OFDM модуляції всі символи передаються одночасно при цьому тривалість кожного символу КАМ ефективно зростає в N разів у порівнянні з послідовною передачею символів на одній частоті.

Завдяки такій обробці сигналів OFDM модуляція є більш стійкою до міжсимвольної інтерференції, що виникає при багатопроменевому поширенні сигналів в безпроводових каналах зв'язку. Для повного усунення завад між двома послідовними OFDM символами до кожного OFDM символу в часовій області додається захисний інтервал, який реалізовано у вигляді циклічного префікса (ЦП).

У специфікації для вказівки різних тривалостей по осі часу використовується поняття часової одиниці $T_s = \frac{1}{15000 \cdot 2048} = 3,2552 \cdot 10^{-8}$ с.

Передача по радіоканалу здійснюється кадрами довжиною $T_f = 307200 \cdot T_s = 10$ мс. При цьому підтримуються дві структури кадрів. Одна для випадку частотного дуплексу (FDD), інша - для часового дуплексу (TDD).

Кожен кадр FDD складається з 20 слотів довжиною $T_{slot} = 15360 \cdot T_s = 0,5$ мс, які пронумеровані від 0 до 19. Крім цього, виділяється поняття підкадру, який складається з двох сусідніх слотів, тобто підкадр з номером i містить в собі слоти з номерами $2i$ та $2i + 1$.

У разі FDD спадний (DL) і висхідний (UL) канали передаються на різних частотах, тому в кожному 10 мс інтервалі часу є 10 підкадрів для передачі "вниз" і 10 підкадрів для передачі "вгору".

На рис.1.1 зображена структура кадру для випадку FDD [35].

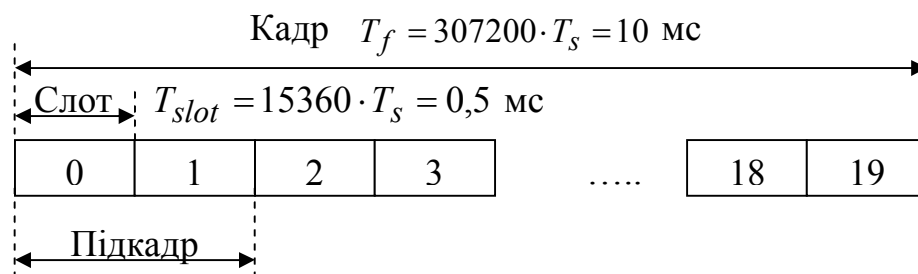


Рис.1.1. Структура кадру для випадку FDD

Кадр TDD (рис.1.2) так само складається з 10 підкадрів довжиною 1 мс. Однак, на відміну від FDD випадку, в TDD випадку в деяких підкадрах йде передача "вниз", а в деяких "вгору". Крім цього, існують спеціальні підкадри, які складаються з трьох частин: DwPTS - поля передачі "вниз", GP - захисного інтервалу і UpPTS - поля передачі "вгору". Підтримуються дві можливі конфігурації періодичності перемикування з періодом перемикування 5 мс і 10 мс. У разі перемикування з періодом 10 мс спеціальний підкадр

присутній тільки в першій половині кадру. У випадку ж з 5 мс перемиканням спеціальний підкадр існує в обох половинах кадру (рис.1.2).

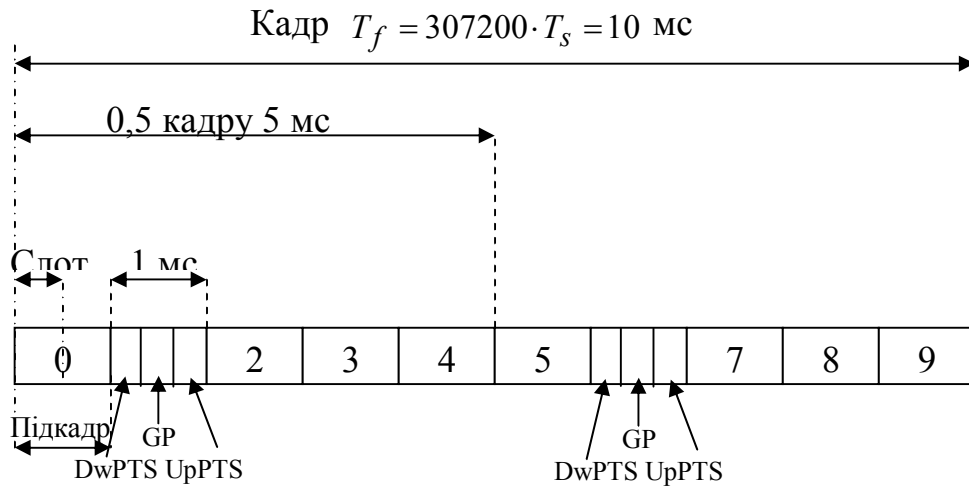


Рис.1.2. Структура кадру для випадку TDD з 5 мс перемиканням

У табл.1.1 надано всі можливі конфігурації при TDD [29].

Табл.1.1. Можливі конфігурації при TDD

Конфігурація	Період перемикання, мс	Номер підкадру									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

У таблиці літерою "D" позначені підкадри, в яких здійснюється передача "вниз", "U" - підкадри передачі "вгору", а "S" - спеціальні підкадри. Як видно з таблиці, в підкадрах 0 і 5 завжди здійснюється передача "вниз", а в підкадрі, який слідує за спеціальним, завжди здійснюється передача "вгору".

При використанні технології OFDM передача даних здійснюється на множині частотних піднесучих. При відстані між піднесучими $\Delta F = 15$ кГц (опційно можливий ще варіант з 7.5 кГц) тривалість OFDM символу

становить $\frac{1}{\Delta F} = 66,7$ мкс. У кожному слоті (0.5 мс) передають 6 або 7 OFDM символів в залежності від тривалості циклічного префікса. Тривалість циклічного префікса дорівнює $T_{cp} = 160 \cdot T_s = 5,2$ мкс перед першим символом і $T_{cp} = 144 \cdot T_s = 4,7$ мкс перед іншими символами. Також є можливість використання розширеного циклічного префікса тривалістю $T_{cp} = 512 \cdot T_s = 16,7$ мкс. В цьому випадку в одному слоті передаються 6 OFDM символів. На рис.1.3 надано обидва варіанти структури слота.

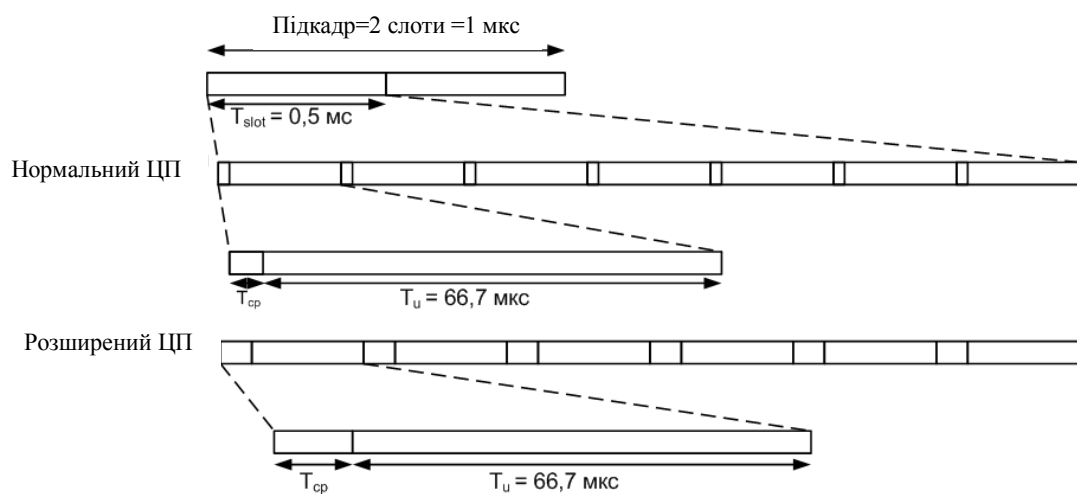


Рис.1.3. Варіанти структури слота

Весь каналний ресурс розбивається на ресурсні блоки (РБ) [29]. Один блок складається з 12 розташованих поруч піднесучих, що займають смугу 180 кГц, і одного часового слота (6 або 7 OFDM символів загальною тривалістю 0.5 мс). Кожен OFDM символ на кожній піднесучій утворює ресурсний елемент (РЕ), який характеризується парою значень $\{k, l\}$, де k - номер піднесучої, l - номер символу в ресурсному блоці. При стандартній конфігурації (зі стандартною тривалістю циклічного префікса і, отже, з 7-а OFDM символами в одному слоті) в низхідному каналі кожен ресурсний блок містить в собі $12 \cdot 7 = 84$ ресурсних елемента.

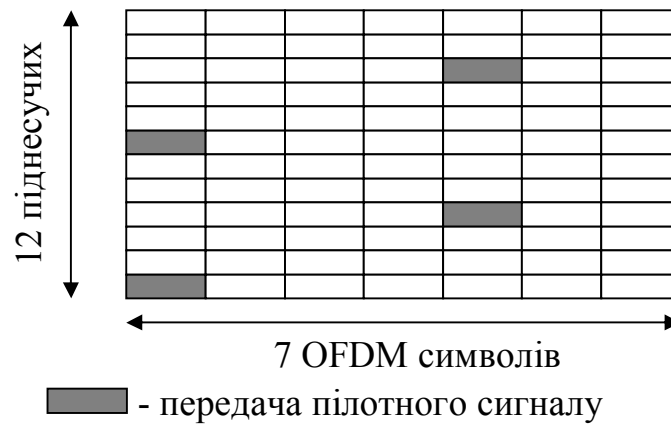


Рис.1.4. Схема ресурсного блоку

На рис. 1.4 наводиться схема ресурсного блоку із зазначенням ресурсних елементів, в яких передаються пілотні сигнали при стандартній довжині циклічного префікса. Частина з ресурсних елементів використовується для передачі пілотного сигналу, який використовується для синхронізації і оцінки стану радіоканалу [29].

При висхідній передачі використовують ті ж поняття ресурсного блоку та підкадру. При цьому виділення ресурсу призначеним для користувача пристроям відбувається на всю тривалість підкадру.

Для забезпечення множинного доступу в системі зв'язку LTE-A за технологією OFDMA групи піднесучих одного OFDM символу можуть призначатися різним абонентам. При цьому мінімальною одиницею, що виділяється для передачі даних одному або декільком абонентам із заданими параметрами передачі, такими як схема КАМ і швидкість завадостійкого кодування, є блок частотно-часових ресурсів (елементів), що складається з 12 піднесучих і має тривалість в один підкадр [30]. Кожен підкадр в залежності від конфігурації системи, що використовується може складатися з 12 або 14 OFDM символів (в залежності від довжини ЦП). Структура OFDMA сигналу в частотно-часовій області при передачі даних чотирьом абонентським станціям (АС) схематично зображена на рис. 1.5.

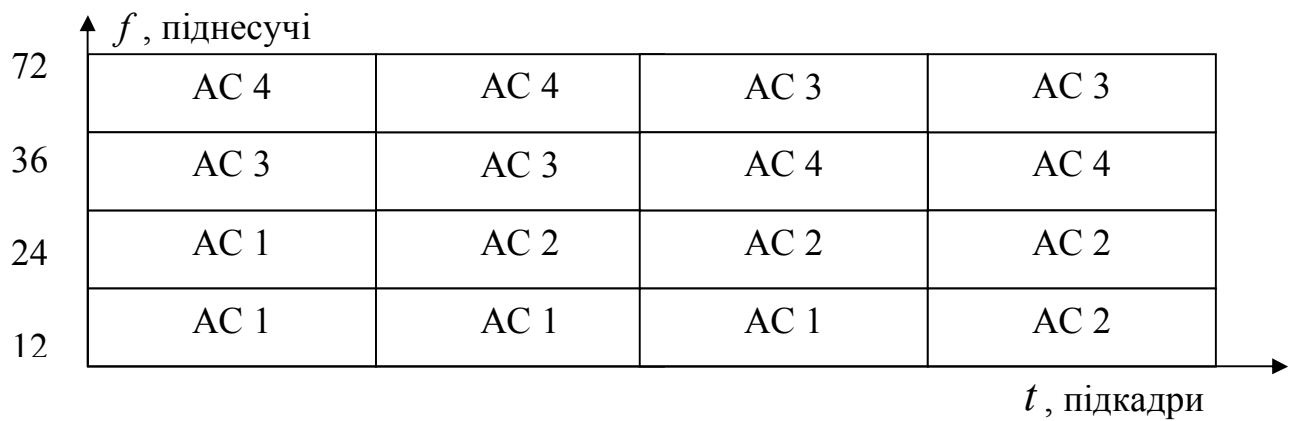


Рис. 1.5. Схематичне зображення структури OFDMA сигналу в частотно-часовій області при передачі даних чотирьом абонентам

1.2. Технологія MIMO

В основі технології MIMO лежить принцип використання багатоелементних адаптивних антенних решіток (AAR) як на приймальній, так і на передавальній стороні. Просторова обробка сигналів на різних антенних елементах дозволяє підвищити стійкість і швидкість передачі даних в системах радіозв'язку. У стандарті LTE-A підтримка технології MIMO реалізована на фізичному рівні. Тому системи радіозв'язку LTE-A можна віднести до класу MIMO-OFDMA систем.

1.2.1. Просторово-часове блочне кодування

Просторово-часове блочне кодування або STBC (Space-Time Block Coding) - це найбільш проста техніка, яка використовує рознесення передавальних антен. Її застосування не передбачає знання характеристик радіоканалу при передачі і не вимагає складних алгоритмів обробки сигналів при прийомі. Недолік техніки STBC в тому, що вона забезпечує не настільки високу швидкість передачі інформації, як інші способи просторового кодування.

Розглянемо STBC на прикладі, коли є дві випромінюючі антени і одна приймальна. В цьому випадку інформаційні символи передаються і приймаються парами (блоком з двох символів). Під час першого символного інтервалу, що становить половину тривалості блоку, перший символ x_1 в модуляторі перетворюється в сигнал $u_1(t)$, який надходить на першу антену, а другий символ x_2 в модуляторі перетворюється в сигнал $u_2(t)$, який надходить на другу антену. Під час другого символного інтервалу на першу антену подається сигнал $-u_2^*(t)$ (знаком * позначена комплексно спряжений сигнал), а на другу антену надходить сигнал $u_1^*(t)$.

Сигнали, які надійдуть на вхід приймача в перший і другий символні інтервали, позначимо через $z_1(t)$ і $z_2(t)$. Вони визначаються виразами:

$$\begin{cases} z_1(t) = h_1 u_1(t) + h_2 u_2(t) \\ z_2(t) = -h_1 u_2^*(t) + h_2 u_1^*(t) \end{cases} \quad (1.2)$$

де h_1 і h_2 - комплексні коефіцієнти передачі (федінги) каналу.

Значення h_1 (h_2) - це відношення комплексної амплітуди напруги на виході приймальної антени до комплексної амплітуди сигналу на вході першої (другої) передавальної антени. Ми вважаємо для простоти, що розглядається вузькосмуговий канал, і залежність федінга від частоти можна не враховувати.

З сигналів $z_1(t)$ і $z_2(t)$, прийнятих в перший і другий символні інтервали, складемо наступні дві лінійні комбінації:

$$\begin{cases} \hat{u}_1(t) = h_1^* z_1(t) + h_2 z_2^*(t) \\ \hat{u}_2(t) = h_2^* z_1(t) - h_1 z_2^*(t) \end{cases} \quad (1.3)$$

Підстановка виразів (1.2) в (1.3) приводить до наступного вигляду:

$$\begin{aligned}\hat{u}_1(t) &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) u_1(t) \\ \hat{u}_2(t) &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) u_2(t)\end{aligned}\quad (1.4)$$

Вираз (1.4) показує, що, комбінуючи прийняті сигнали відповідно до виразу (1.3), ми отримуємо сигнали, які відрізняються від переданих сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ тільки дійсним множником.

Процес передачі і прийому сигналів при просторово-часовому блоковому кодуванні схематично зображено на рис. 1.6.

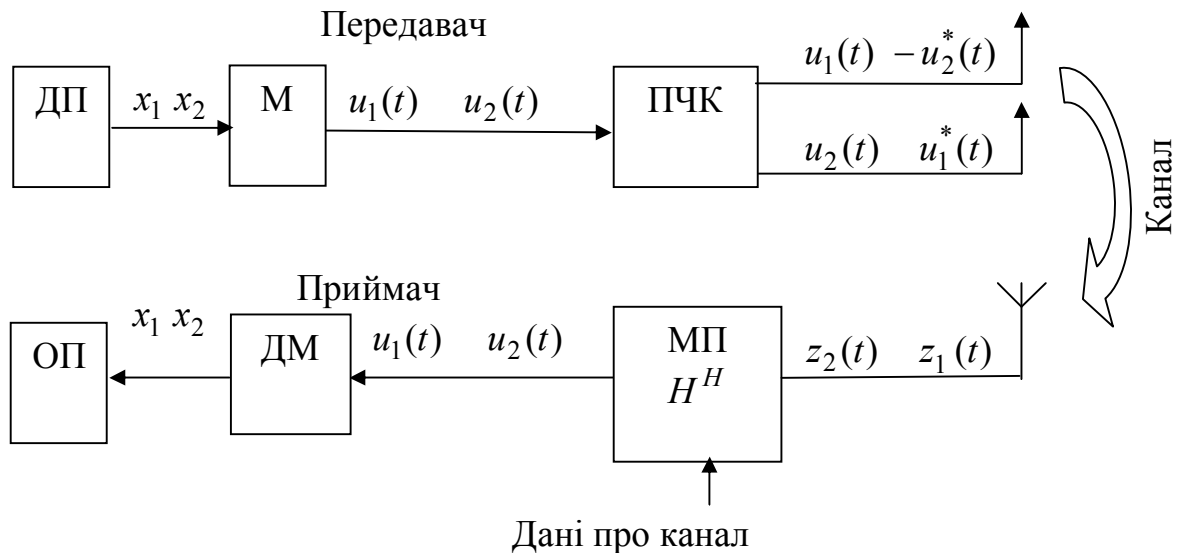


Рис.1.6. Перетворення сигналів при просторово-часовому кодуванні

Символи від джерела повідомлень (ДП) надходять на модулятор (М) і просторово-часовий кодер (ПЧК). Різні комбінації вхідних символів випромінюються передавальними антенами. На приймальному кінці прийняті сигнали подаються на вхід матричного перетворювача (МП), на який також надходить інформація про комплексні коефіцієнти передачі каналу. На виході МП спостерігаються передані сигнали $u_1(t)$, $u_2(t)$, які демодулятором (ДМ) перетворюються в символи x_1, x_2 та надходять до одержувача повідомлень (ОП).

Схема STBC, наведена на рис. 1.6 зберігається і тоді, коли число передавальних антен більше двох. У цьому випадку довжина блоку збільшується, і процедура комбінування символів блоку ускладнюється.

Запишемо співвідношення (1.2-1.4) в матричній формі. Ввівши вектори $\vec{u}(t)$ і $\vec{z}(t)$ переданих і прийнятих сигналів, запишемо (1.2) у вигляді:

$$\vec{z}(t) = \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = H \vec{u}(t), \quad (1.5)$$

В (1.5) через H позначена матриця, що складається з комплексних федінгів каналу, а також з величин, що відрізняються від них комплексним спряженням і знаком. Можна помітити, що введена матриця H має наступну властивість:

$$H^H H = (|h_1|^2 + |h_2|^2) I = \|h\| I, \quad (1.6)$$

де $(\bullet)^H$ позначає ермітове спряження (комплексне спряження і транспонування);

I - одинична матриця;

$\|h\|$ - сума квадратів модулів всіх федінгів радіоканалу.

З (1.5) і (1.6) видно, що для отримання оцінки вектора переданих даних слід помножити матрицю H^H на вектор $\vec{z}(t)$ прийнятих в блоці сигналів:

$$\hat{\vec{u}}(t) = H^H \vec{z}(t). \quad (1.7)$$

Рівність (1.7) являє матричну форму запису виразу (1.3). Зручність матричних формул (1.5 - 1.7) в тому, що їх вигляд не залежить від числа передавальних антен.

Ступінь виграшу багатоантенної STBC-системи в порівнянні з одноантенною системою зв'язку визначається виразом:

$$\hat{\bar{u}}(t) = \|h\| = \bar{u}(t) \sum_{n=1}^{N_t} |h_n|^2, \quad (1.8)$$

де N_t - число передавальних антен.

Вираз (1.8) показує, що потужність сигналу на виході системи просторово-часового кодування дорівнює сумі потужностей, що надходять в приймач від всіх передаючих антен. Перевага розглянутої системи просторово-часового блокового кодування в тому, що вона досягається без ускладнення приймального блоку.

1.2.2. Багатоантенні системи з декількома просторовими каналами

У таких системах, як в передавачі, так і в приймачі використовуються декілька антен. Їх часто називають системами з багатьма входами і багатьма виходами (MIMO - Multiple Input Multiple Output).

Вважається, що число передавальних антен не більше числа приймальних ($N_t \leq N_r$). В цьому випадку можна отримати швидкості передачі інформації, близькі до граничних без адаптації, тобто якщо параметри каналу відомі в передавачі.

У MIMO-системі зв'язку з N_t передавальними і N_r приймальними антенами при $N_t \leq N_r$ вхідний потік даних ділиться на N_t підпотоків. Послідовно-паралельний демультіплексор (рис.1.7) виконує це розділення. Кожен підпотік після кодування і модуляції випромінюється окремою

антенною. Всі N_t підпотоки випромінюються одночасно в одній і тій же смужці частот. Для всіх підпотоків можуть використовуватися ідентичні коди і модулятори.

Випромнені N_t потоки створюють сигнали в кожній з N_r приймальних антен. Тобто сигнал в кожній приймальній антені - це суміш N_t , випромінених сигналів, помножених на комплексні передаточні функції від відповідних передавальних антен до даної приймальної антени.

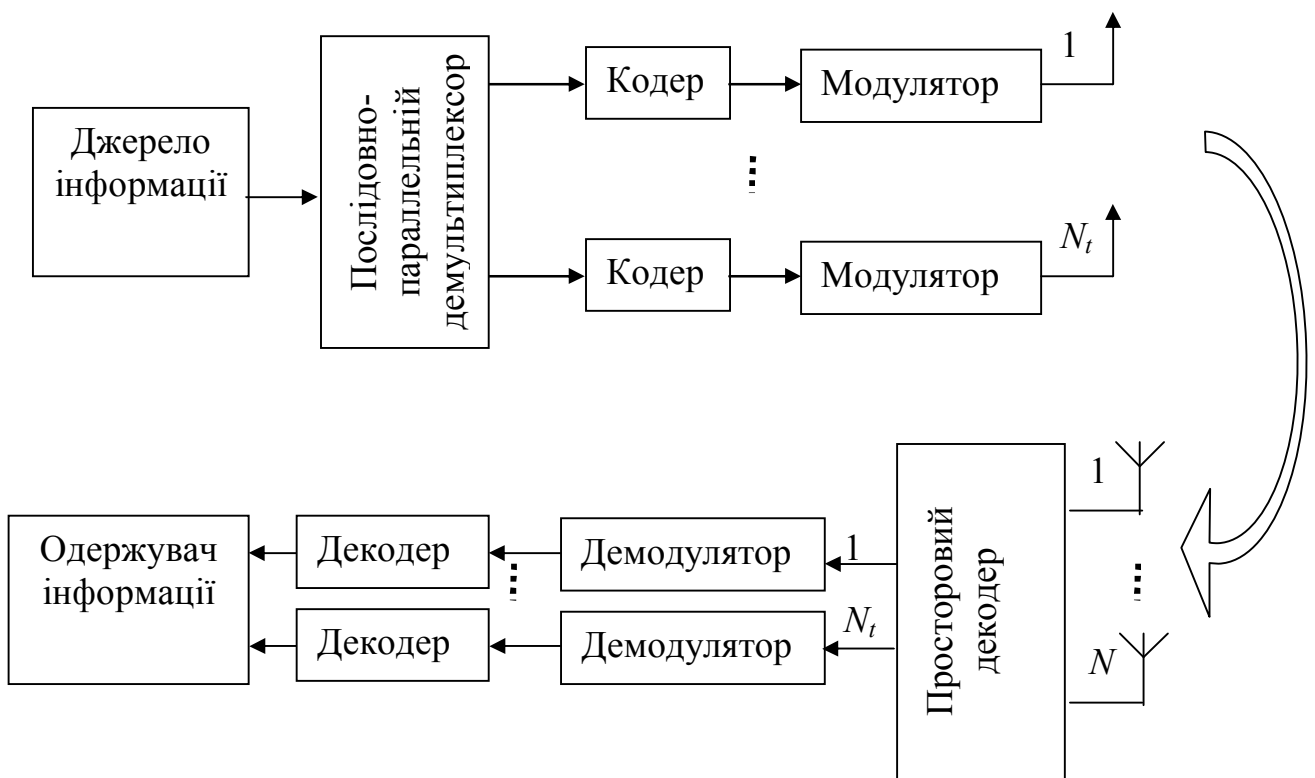


Рис.1.7. Структурна схема МІМО-системи зв'язку

Вектор прийнятих сигналів $\vec{z}(t)$ являє собою перемноження матриці каналу H на вектор випромінених сигналів $\vec{u}(t)$:

$$\vec{z}(t) = H \vec{u}(t) + \vec{\xi}(t), \quad (1.9)$$

де $\vec{\xi}(t)$ — N_r -мірний вектор шуму.

Матриця каналу вимірюється перед передачею інформації і вважається відомою в приймачі.

Далі в приймачі вирішується задача розділення і оцінки N_t сигналів, які випромінено. Для цього потрібно вирішити систему з N_r рівнянь з N_t невідомими. Організована таким чином MIMO система зв'язку забезпечує передачу інформації по N_t просторовим каналам. Причому всі канали працюють в одній і тій же смузі частот і розділяються тільки за рахунок просторового рознесення випромінюючих і приймальних антен.

Можна також дати інше пояснення принципу роботи MIMO-системи, яке більшою мірою спирається на фізику і в меншій - на математику. Приймальну антенну систему разом з просторовим декодером можна розглядати як антенну решітку з багатопроменевою діаграмою спрямованості. Причому кожен з променів формується так, щоб він був спрямований, тільки на одну приймальну антену, на всі інші антени повинні бути спрямовані нулі сформованого променя. У цьому трактуванні просторове розділення джерел пояснюється складним характером діаграми спрямованості антенної системи приймача. Звичайно, слід враховувати, що в формуванні діаграми беруть участь не тільки N_r приймальні антени, але і багатопроменеове середовище поширення хвиль. Приймач повинен стежити за зміною середовища і постійно міняти положення променів в просторі.

1.3. Розподіл фізичних ресурсів системи зв'язку між абонентами

Призначення частотно-часових блоків для передачі сигналів АС відбувається в результаті процедури планування (розподілу) фізичних ресурсів MIMO-OFDMA системи зв'язку. Мета цієї процедури полягає у виділенні базовою станцією (БС), піднесучих кожного доступного частотно-

часового блоку АС, для яких досягається найбільше значення деякої метрики (цільової функції) на даній групі піднесучих. В якості такої метрики може виступати, наприклад, значення ВСЗШ. Однак в цьому випадку доступ до фізичних ресурсів системи зв'язку будуть отримувати тільки АС з високими значеннями ВСЗШ.

Тому для призначення частотно-часових блоків всім АС в багатокористувацьких системах зв'язку широке поширення отримав алгоритм пропорційного справедливого розподілу фізичних ресурсів (Proportional Fair, PF) [36,37]. Відповідно до цього алгоритму доступ до частотно-часового блоку отримує АС i з максимальним значенням метрики PF_i , яка визначається виразом:

$$PF_i = \frac{I_i'}{C_i}, \quad (1.10)$$

де I_i' - миттєва швидкість передачі даних i -ї АС;

C_i - середня пропускна здатність i -ї АС, яка розрахована для деякого часового інтервалу.

Для підвищення спектральної ефективності МІМО-OFDMA системи зв'язку один і той же частотно-часовий блок може використовуватися для обслуговування декількох АС. У цьому випадку між сигналами АС з'являються взаємні завади. Для забезпечення ЕМС в передавачі БС необхідно додатково проводити просторову обробку сигналів. В результаті такої обробки формуються нові просторові підканали в яких обслуговуються АС.

В даному випадку диспетчер контролює, для кожного моменту часу, яким АС потрібно розподілити частини спільно використовуваного ресурсу. Диспетчер також визначає швидкість передачі даних, яка повинна застосовуватися для кожної АС. Диспетчер визначає продуктивність всієї

системи, особливо в дуже завантаженій мережі. Як спадна, так висхідна лінії зв'язку LTE піддаються щільному (компактному) плануванню [35]. Диспетчер для кожного часового моменту і частотної області вибирає АС з найкращим станом каналу, як показано на рис.1.8.

Для LTE рішення з планування можуть прийматися 1 раз кожену мс; гранулярність в частотній області 180 кГц.

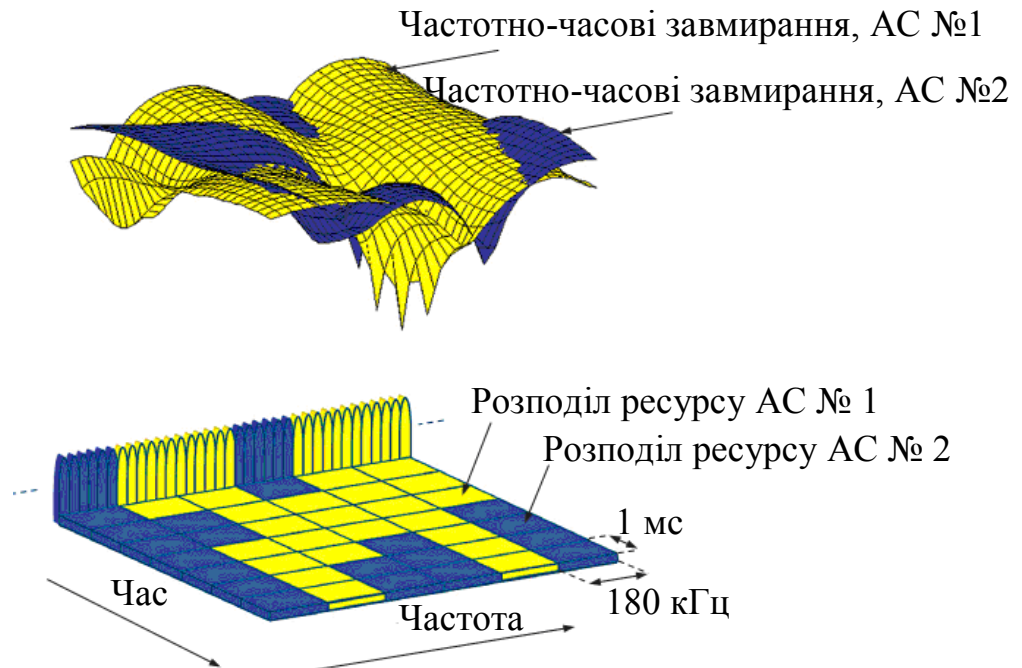


Рис.1.8. Розподіл ресурсу між АС

1.4. Електромагнітна сумісність радіоелектронних засобів мереж мобільного зв'язку четвертого покоління

При проектуванні перспективних систем зв'язку одним з основних завдань є підвищення їх пропускної здатності [38-40]. Класичним підходом до вирішення цього завдання є збільшення випромінюваної потужності і / або ширини смуги частот переданих сигналів. Однак, в силу екологічних вимог та обмеженості частотного ресурсу, особливо в найбільш підходящому для ММЗ дециметровому діапазоні довжин хвиль, даний підхід в даний час практично вичерпав себе. Існуючі альтернативні підходи пов'язані, перш за

все, зі збільшенням щільності покриття радіомережі, тобто зі збільшенням загального числа БС, що працюють на однакових несучих частотах [41,42]. Недоліком подібного способу підвищення пропускної здатності системи зв'язку є зростання рівня взаємних неавмисних завад в приймачах АС від сусідніх БС. В результаті, завади з боку станцій, які заважають стають основною причиною, що обмежує подальше зростання пропускної здатності сучасних ММЗ.

Крім щільності розташування базових станцій, іншим фактором, що впливає на рівень завад в приймачах АС, є застосування в ММЗ схем вирівнювання рівнів завантаженості каналів БС [43]. Особливо гостро ця проблема стоїть в, так званих, неоднорідних мережах (Heterogeneous Networks, HetNets) з різними типами БС [44]. Розгортання таких мереж передбачає розташування в зонах обслуговування традиційних БС (макростанцій) додаткових станцій (пікостанцій), що мають відносно невелику випромінювану потужність. Хоча мала потужність сигналів, що випромінюються пікостанціями, сприяє зниженню рівня неавмисних завад від цих станцій, їх зони покриття, а отже і число абонентських сполук з ними, істотно менше, ніж у макростанцій. Це призводить до нерівномірної завантаженості частотних каналів БС різних типів. Для підвищення ефективності роботи неоднорідної радіомережі в цьому випадку застосовуються схеми вирівнювання завантаженості різних видів БС. Основна ідея таких схем полягає в перемиканні абонентського з'єднання з більш завантаженої макростанції на сусідню (найближчу до АС) менш завантаженої пікостанцію. Перепризначення з'єднання з макро- на пікостанцію призводить до того, що БС, яка спочатку обслуговувала АС, після перемикання з'єднання стає для нього сильним джерелом завад. Як наслідок, середнє значення ВСЗШ в приймачі АС при використанні схем вирівнювання може істотно знизитися. Особливо сильно впливу створюваних завад піддаються АС, що знаходяться на межі зон обслуговування різних

стільники. Це, в свою чергу, обмежує ефективність роботи всієї MIMO-OFDMA системи зв'язку в цілому.

Для компенсації завад в сучасних MIMO-OFDMA MM3 широко застосовуються методи адаптивної просторової обробки сигналів на багатоеlementній приймальній антені АС [45], що дозволяє послабити завади від сусідніх станцій [46]. Однак, в силу невеликого числа антенних елементів у приймача АС, ефективність використання такої обробки обмежена. Тому, на додаток до методів компенсації завад на стороні АС в MM3 використовуються різні способи усунення завад передавальними БС [47-51]. Дослідження показують, що для ефективної боротьби з завадами можна проводити попередню оптимальну просторову обробку сигналів, що передаються на декількох БС, що мають між собою високошвидкісні лінії зв'язку. Завдяки можливості розміщувати більшу кількість антенних елементів на стороні передавача БС даний підхід до боротьби з завадами виявляється досить ефективним [52]. Крім цього, застосування алгоритмів адаптивного розподілу частотно-часових ресурсів на БС мережі сприяє подальшому підвищенню завадостійкості MM3 [53].

У сучасних стандартах MIMO-OFDMA MM3 підтримуються механізми перерозподілу потоків даних (трафіку) між макро- і пікостанціями [15], а також контролюються рівні взаємних внутрішньоканальних завад. Управління трафіком і взаємними завадами в стандарті LTE-A можна здійснювати за допомогою двох типів схем передачі даних: схеми координованої в часі передачі даних між різними типами БС (enhanced Inter-Cell Interference Coordination, eICIC [54]) і сімейства схем координованої просторової обробки і передачі сигналів з декількох БС всередині деякого кластера (Coordinated Multi-Point operation, CoMP [55]).

У схемі eICIC координація передачі відбувається між БС неоднорідної радіомережі різного типу [15] за допомогою квазістатичного виділення частини часових ресурсів (підкадрів), на яких активність передавальних макростанцій істотно обмежується шляхом зниження потужності сигналів,

що передаються, або повного припинення передачі даних. Рівень внутрішньоканальних завад, створюваних макростанціями протягом цих часових ресурсів, істотно знижується, що сприяє підвищенню ВСЗШ в приймачах АС, що обслуговуються невеликими пікостанціями.

У схемах CoMP здійснюється швидка динамічна координація між сусідніми БС будь-якого типу [15]. При цьому зниження рівня завад досягається за рахунок спільної координованої просторової обробки сигналів, що передаються для кожного підкадру на адаптивних антенах БС, що належать до одного кластеру, а також завдяки спільному плануванню фізичних (частотно-часових) ресурсів для передачі сигналів АС.

У загальному випадку схеми CoMP можна розділити на дві групи [56]: схеми Joint Processing (JP) CoMP зі спільною обробкою переданих та прийнятих корисних сигналів АС декількома БС і схеми Coordinated Scheduling and Coordinated Beamforming (CS / CB) CoMP з координованим плануванням фізичних ресурсів і адаптивним формуванням діаграм спрямованості при передачі і прийомі сигналів на декількох БС. Додатково в підкласі JP CoMP прийнято виділяти схему Joint Transmission (JT) CoMP, зі спільною передачею однакових корисних сигналів одній АС одночасно з декількох БС і їх подальшим когерентним прийомом на стороні АС, і схему Dynamic Point Selection (DPS) CoMP, з швидким адаптивним вибором найкращої передавальної БС для АС в залежності від поточних умов поширення сигналів, рівня завад і завантаженості мережі. Головна відмінність схем JP CoMP від CS / CB CoMP полягає в тому, що для кожного підкадру передача корисних сигналів АС в схемі CS / CB CoMP здійснюється однією обслуговуючою БС, тоді як в схемах JP CoMP корисні сигнали можуть також передаватися з декількох сусідніх БС. Тому в схемах JP CoMP, крім службової інформації, що використовується для координації параметрів передачі, БС необхідно обмінюватися даними для передачі користувачам, що істотно підвищує вимоги до пропускну здатності ліній зв'язку між станціями і точності синхронізації станцій [15]. Навпаки, схема CS/CB CoMP

виявляється менш чутливою до помилок синхронізації, оскільки передача корисного сигналу для АС здійснюється з однієї БС. Усунення завад у схемі CS/CB CoMP досягається шляхом підстроювання діаграм спрямованості передавальних антен і / або поляризацій сигналів сусідніх станцій, тому обмін даними між БС для передачі користувачам в схемі CS/CB CoMP не потрібен. Відзначимо, що схема CS/CB CoMP може бути реалізована на базі вже розгорнутих опорних мереж [15].

Одним з підходів до практичної реалізації схем CoMP в MIMO-OFDMA MM3 є розгортання радіомережі з централізованою архітектурою C-RAN (Centralized Radio Access Network) [57]. Базові станції радіомережі C-RAN об'єднуються в кластери за принципом географічного розташування з одним центральним вузлом для цифрової обробки сигналів від всіх станцій, що входять в один кластер.

1.5. Методи забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі ресурсів мережі мобільного зв'язку. Постановка задачі на подальше дослідження

Асамблея радіозв'язку 2012 року прийняла Резолюцію MCE-R 58 [35], що описує перелік проблемних питань, пов'язаних з впровадженням та використанням систем когнітивного радіо, для подальшого їх дослідження. 1-а Дослідницька комісія MCE-R схвалила Звіт MCE-R SM.2152, що описує системи когнітивного радіо, в який також увійшли визначення «системи радіозв'язку з програмованими параметрами» (SDR) і «системи когнітивного радіо» (CRS). Розглядаються декілька підходів щодо впровадження систем когнітивного радіо, зокрема, на основі геолокаційної бази даних і на основі спектрального зондування (здатності когнітивних систем самостійно аналізувати навколишню електромагнітну обстановку) [34]. Перспективи впровадження тих чи інших підходів щодо практичної реалізації систем когнітивного радіо повинні бути обґрунтовані і вимагають подальшого

вивчення з урахуванням економічної ефективності запропонованих технічних рішень.

Принцип роботи когнітивної системи полягає в наступному: мобільний пристрій за допомогою вбудованої навігації визначає власні координати і передає їх по службовому каналу найближчій точці доступу або БС стільникового зв'язку. Далі оперативна інформація (запит) транслюється по діючій транспортній мережі в обчислювальний центр, де обробляється, визначається радіоелектронна обстановка району, обчислюються допустимі технічні характеристики для роботи РЕЗ ММЗ в смузі частот і передаються назад у відповідь на запит БС. Мобільний пристрій на місці коригує власні технічні характеристики, після чого починає використовувати смуги частот в інтересах абонента. Вся робота системи виконується в автоматичному режимі із застосуванням геолокаційної бази даних (GLDB).

Для формування бази даних для управління пристроями когнітивних систем необхідні наступні декілька блоків вихідних даних:

1. Технічні дані про РЕЗ, які вимагають захисту (РЕЗ первинних користувачів), зокрема: координати розташування передавальних засобів, тип системи, робочі смуги частот, режим роботи, потужність, що випромінюється, висоту підвісу передавальної антени, і інші параметри, необхідні для розрахунку рівнів корисного сигналу в різних географічних точках.

2. Технічні дані про когнітивні РЕЗ, які припускають здійснювати свою роботу за допомогою бази даних (отримувати дозвіл на роботу відповідно до визначених базою даних параметрів), зокрема: координати розташування когнітивних РЕЗ (а також точність визначення координат), тип системи (параметри, що визначають тип і клас випромінювання), діапазон робочих смуг частот, необхідну ширину каналу, режим роботи, потужність, що випромінюється, висоту підвісу передавальної антени.

3. Умови щодо забезпечення електромагнітної сумісності, на основі яких будуть визначатися можливі параметри для роботи когнітивних РЕЗ.

Для оцінки ЕМС використовуються нормовані характеристики РЕЗ первинних користувачів, що відповідають системі передачі інформації і іншим параметрам частотних присвоєнь.

Результати досліджень умов ЕМС показали наступне. Для забезпечення електромагнітної сумісності РЕЗ когнітивного радіо і РЕЗ первинних користувачів необхідно просторове рознесення передавальних антен РЕЗ когнітивного радіо і приймальних антен первинних користувачів в діапазоні від 5 до 300 м, в залежності від технічних характеристик РЕЗ когнітивного радіо.

Когнітивний розподіл ресурсів в ММЗ передбачає інтелектуальне використання частотного спектра на вторинній основі з урахуванням забезпечення ЕМС як внутрішньосистемної (між РЕЗ ММЗ), так і міжсистемної (між РЕЗ ММЗ і РЕЗ первинних користувачів спектра). Для забезпечення ЕМС при когнітивному розподілі ресурсів в ММЗ необхідне вирішення ряду наукових задач:

- розробка та дослідження алгоритмів виявлення сигналів первинних користувачів при когнітивному розподілі ресурсів в мережах мобільного зв'язку;

- розробка і дослідження методів кластеризації ресурсів в мережах мобільного зв'язку;

- розробка і дослідження методів забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку;

- розробка і дослідження методів забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі частотно-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку.

У зв'язку з тим, що ММЗ є стохастичною динамічною системою, алгоритми виявлення сигналів і методи кластеризації ресурсів повинні працювати в реальному часі з метою автоматичного динамічного управління розподілом просторово-часового та частотно-часового ресурсу.

Задачі управління, як правило, містять задачі моніторингу, ідентифікації та ін. (рис.1.9) і орієнтовані на динамічні прикладні рішення з розподілу ресурсів. Задачі управління містить, як складовий елемент, рішення оптимізаційної задачі.

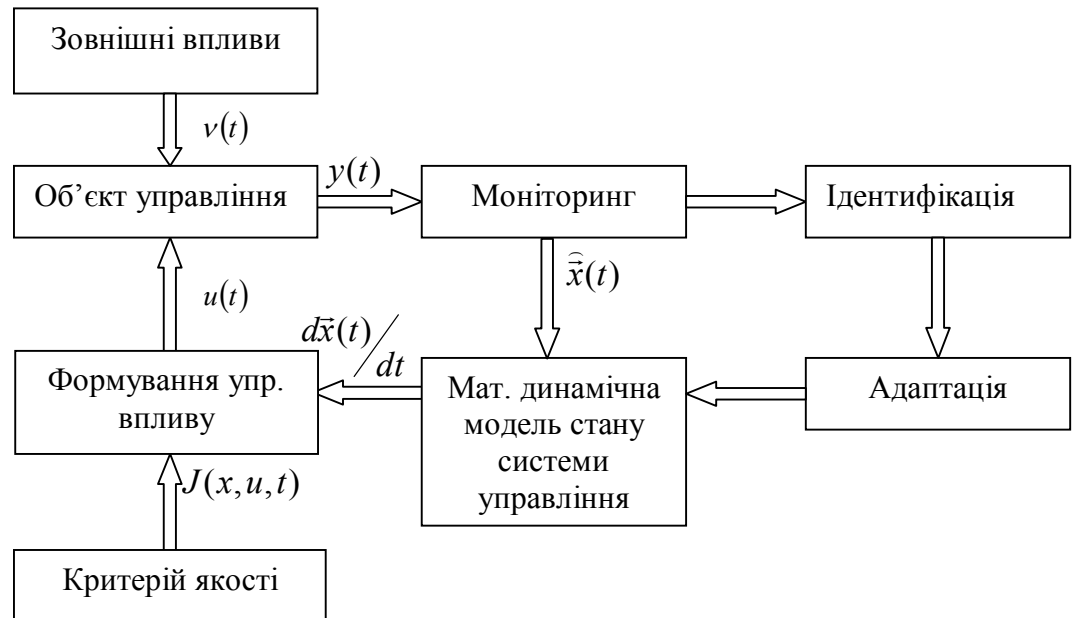


Рис.1.9. Схема функціональних зв'язків в задачі оптимального управління

Стан n - елементної стохастичної системи, яка управляється можна надати у вигляді:

$$\frac{d\vec{x}(t)}{dt} = A(t)\vec{x}(t) + B(t)\vec{u}(t) + C\vec{\xi}(t),$$

де $\vec{\xi}(t)$ - векторний віртуальний породжуючий процес типу гаусового білого шуму;

C - визначає рівень цього шуму і, відповідно, процесу $\vec{x}(t)$;

A і B - матриці розмірності $n \times n$, вони визначають:

a_{ii} - інерційність i -го елемента;

a_{ij} - взаємну інерційність, з урахуванням затримки в елементах зв'язку та обробки;

b_{ii} - ресурс управління, що виділяється i -м елементом в своїх інтересах;

b_{ij} - ресурс, що виділяється елементом j в інтересах елемента i .

Управління $\vec{u}(t)$ - динамічна, що розвивається в часі процедура, за допомогою якої система $S(x, u, t)$, що управляється переводиться з одного стану S_1 в інший S_2 . Цей перехід підпорядковується певним правилом - критерієм $J(x, u, t)$ (за мінімальний час, з мінімальними відхиленнями від оптимальної траєкторії, з мінімальною витратою ресурсу і т.д.).

Серед критеріїв оптимальності управління найбільш часто використовується критерій МСКВ - мінімуму середнього квадрата відхилення, оскільки він мінімізує середні втрати потужності, вартості, якості.

$$J(x, u, t) = \frac{1}{2} x^2(t_F) D + \frac{1}{2} \int_0^{t_F} [x^2(t) Q + u^2(t) R] dt \rightarrow \min ,$$

де D і Q коефіцієнти, що визначають мінімум втрат відповідно на кінцевій ділянці управління, і втрат уздовж траєкторії руху;

R - визначає мінімум втрат на управління.

В результаті вирішення даного рівняння отримуємо значення $u(t)$:

$$u(t) = -R^{-1} B P(t) x(t),$$

де $P(t)$ - середньоквадратичне відхилення стану системи при русі вздовж оптимальної траєкторії, $P(t)$ визначається з рішення диференціального рівняння Ріккати:

$$dP(t)/dt = -2P(t)A + P^2(t)B/R - Q.$$

Висновки по розділу 1

1. Міжнародні дослідження щодо впровадження систем когнітивного радіо показали, що безпроводовий доступ для мобільних АС з використанням дуплексної лінії зв'язку можливий на базі мереж LTE.

2. Для передачі сигналів в каналі зв'язку систем LTE-A використовується технологія множинного доступу з ортогональним частотним розділенням абонентів OFDMA. У розділі надано параметри частотно-часового блоку, що є мінімальним фізичним ресурсом системи зв'язку, які виділяються для передачі АС сигналів із заданими характеристиками.

3. В ММЗ LTE-A використовується технологія MIMO. У розділі описана технологія MIMO, яка для передачі і прийому сигналів по радіоканалу передбачає використання AAR на обох кінцях лінії зв'язку. Наведено відомі методи використання AAR - це просторово-часове блочне кодування та багатоантенні системи з декількома просторовими каналами.

4. Описано механізм планування фізичних ресурсів MIMO-OFDMA ММЗ на основі RF-метрик для пропорційного справедливого розподілу частотно-часових блоків між АС.

5. Розглянуто методи забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі ресурсів мережі мобільного зв'язку. Показано, що для забезпечення ЕМС при когнітивному розподілі ресурсів в ММЗ необхідне вирішення ряду наукових задач:

- розробка та дослідження алгоритмів виявлення сигналів первинних користувачів при когнітивному розподілі ресурсів в мережах мобільного зв'язку;

- розробка і дослідження методів кластеризації ресурсів в мережах мобільного зв'язку;

- розробка і дослідження методів забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку;

- розробка і дослідження методів забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі частотно-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку.

6. У зв'язку з тим, що ММЗ є стохастичною динамічною системою, алгоритми виявлення сигналів і методи кластеризації ресурсів повинні працювати в реальному часі з метою автоматичного динамічного управління розподілом просторово-часового та частотно-часового ресурсу.

РОЗДІЛ 2.

АЛГОРИТМИ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ ПЕРВИННИХ КОРИСТУВАЧІВ ПРИ КОГНІТИВНОМУ РОЗПОДІЛІ РЕСУРСІВ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

При когнітивному розподілі ресурсів кожна АС мережі повинна безперервно виконувати моніторинг спектра на наявність вільних каналів. Результати аналізу передаються БС, і вона приймає остаточне рішення щодо придатності каналу. При прийнятті рішення БС спирається на результати аналізу спектра, інформацію про місцезнаходження, а також на допоміжну інформацію [58-61]. Необхідно відзначити, що дані задачі повинні бути вирішені в режимі реального часу.

Працездатність таких радіомереж в значній мірі залежить від ефективності роботи алгоритмів виявлення незайнятих частотних каналів, при радіомоніторингу [62].

Метою даного розділу є розробка і проведення аналізу ефективності алгоритмів виявлення сигналів первинних користувачів, для використання вільних смуг частот в ММЗ при когнітивному розподілі радіоресурсів на вторинній основі. Результати даного розділу опубліковано в роботах [11-13].

2.1. Алгоритми виявлення сигналів

Алгоритми виявлення можна класифікувати на [12,13,63]:

- 1) параметричні: алгоритми оптимального прийому сигналів;
- 2) непараметричні: алгоритми нейронних мереж; алгоритми нечіткої логіки; алгоритми виявлення, засновані на непараметричних критеріях (знаковий, Ван-дер-Вадена, Гаека, Севиджа, Вілкоксона).

Рівняння спостереження за спектром є значення виміряного виявленого сигналу $s(t)$ на фоні шуму $\xi(t)$:

$$z(t) = s(t) + \xi(t). \quad (2.1)$$

де $z(t)$ - сигнал, що приймається користувачем ММЗ;

$s(t)$ - сигнал первинного користувача;

$\xi(t)$ - адитивний білий гаусів шум.

Стратегія функціонування системи вторинного користувача полягає в тому, що при появі сигналу $s(t)$ виникає необхідність здійснити управління на зміну смуги частот. Дане завдання виявлення сигналу зводиться до перевірки статистичних гіпотез [11-13]:

$H_0 : z(t) = \xi(t)$ - первинний користувач відсутній,

$H_1 : z(t) = s(t) + \xi(t)$ - первинний користувач працює зі спектром.

Через випадковий характер сигналу $s(t)$ і шуму $\xi(t)$ можливі помилки. Такі помилки бувають двох родів. Помилка першого роду - це прийняття гіпотези H_1 , в той час як варто було б прийняти H_0 (помилкова тривога). Помилка другого роду - прийняття гіпотези H_0 , в той час як варто було б прийняти H_1 (пропуск цілі).

2.2. Алгоритм виявлення сигналів, побудований на критерії Вальда

Алгоритми оптимального прийому сигналів будуються на умовних густинах ймовірності вхідних сигналів [11].

Умовна густина ймовірності вхідного сигналу при відсутності сигналу від первинного користувача (гіпотеза H_0) визначається виразом:

$$p(z | 0) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z-m)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.2)$$

де m - математичне очікування шуму,

σ^2 - дисперсія шуму.

Умовна густина ймовірності вхідного сигналу при наявності сигналу від первинного користувача (гіпотеза H_1) визначається виразом:

$$p(z | s) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(z - m_s)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.3)$$

де m_s - математичне очікування адитивної суміші сигналу і шуму.

Критерії ідеального спостерігача, мінімального середнього ризику, Неймана-Пірсона (однопорогові критерії) ґрунтуються на фіксованому обсязі вибірки, що спостерігається і точному знанні про параметри сигналу. Однак, якщо час, що витрачається на отримання однієї оцінки значний, то можна вважати число вимірювань достатнім, лише тоді, коли спостерігач переконається в правильності однієї з гіпотез. Відповідна процедура, що дозволяє визначити необхідну кількість спостережень, була розроблена Вальдом і називається послідовним спостерігачем або послідовним випробуванням.

При послідовному спостерігачі приймається одне з трьох рішень:

- 1) прийняти рішення, що первинний користувач пасивний;
- 2) прийняти рішення, що первинний користувач активний;
- 3) провести наступне вимірювання.

На будь-якій стадії випробування прийняті рішення будуть залежати від результатів вже виконаних вимірювань.

Методика проведення послідовного спостереження полягає в наступному. На підставі будь-яких міркувань вибираються прийнятні значення помилок 1-го α (ймовірність помилкової тривоги) і другого роду β (ймовірність пропуску цілі). За результатами перших спостережень

формується відношення правдоподібності (ВП) $\frac{p(z|s)}{p(z|0)}$.

Отримане значення порівнюється з двома порогами Z_* і Z^* . Якщо $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} \geq Z^*$ приймається гіпотеза, що первинний користувач активний (гіпотеза H_1), якщо $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} \leq Z_*$ приймається гіпотеза, що первинний користувач пасивний (гіпотеза H_0), якщо $Z_* < \frac{p(z|s)}{p(z|0)} < Z^*$, то проводиться наступне $k+1$ -е вимірювання, обчислюється нове відношення правдоподібності і повторюється та сама процедура порівняння з порогами. Так триває до тих пір, поки не буде прийнята одна з гіпотез.

Пороги Z_* і Z^* повинні вибиратися так, щоб ймовірність того, що $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} > Z^*$, коли справедлива гіпотеза H_0 дорівнювала α , а ймовірність того, що при гіпотезі H_1 величина $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} < Z_*$ дорівнювала β . Вальд показав, що вони обчислюються наступним чином: $Z_* = \frac{\beta}{1-\alpha}$, $Z^* = \frac{1-\beta}{\alpha}$.

Основна перевага двохпорогового послідовного вирішення в порівнянні з однопороговим (за критерієм Неймана-Пірсона) полягає в тому, що середнє число вимірювань (час спостереження) істотно зменшується.

Схема алгоритму двохпорогового послідовного вирішення Вальда надана на рис. 2.1.

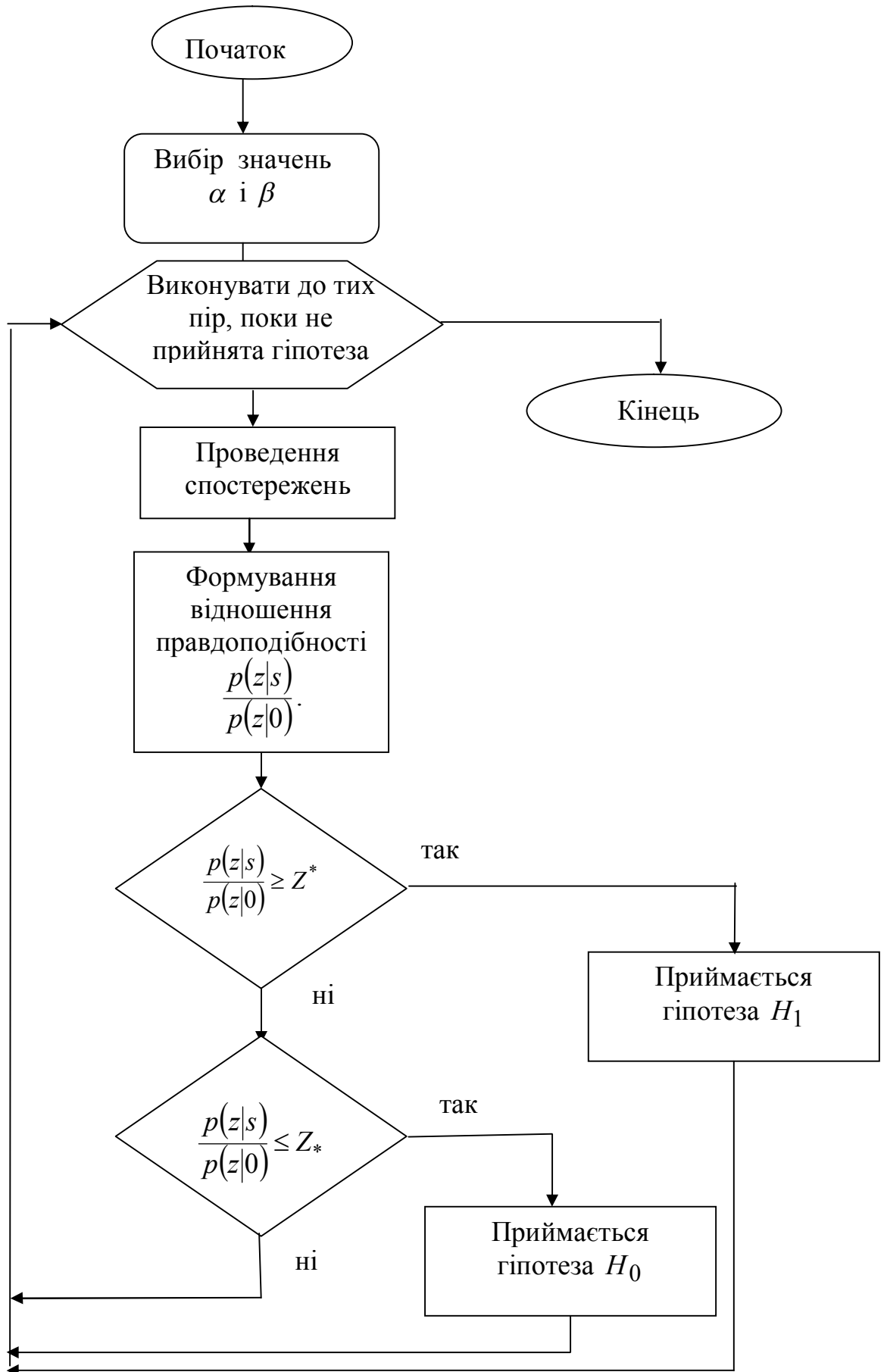


Рис. 2.1. Схема алгоритму двохпорогового послідовного вирішення Вальда

Прикладом реалізації двохпорогового послідовного спостерігача в рамках виявлення сигналів в когнітивній мережі може служити узагальнена схема, надана на рис.2.2.

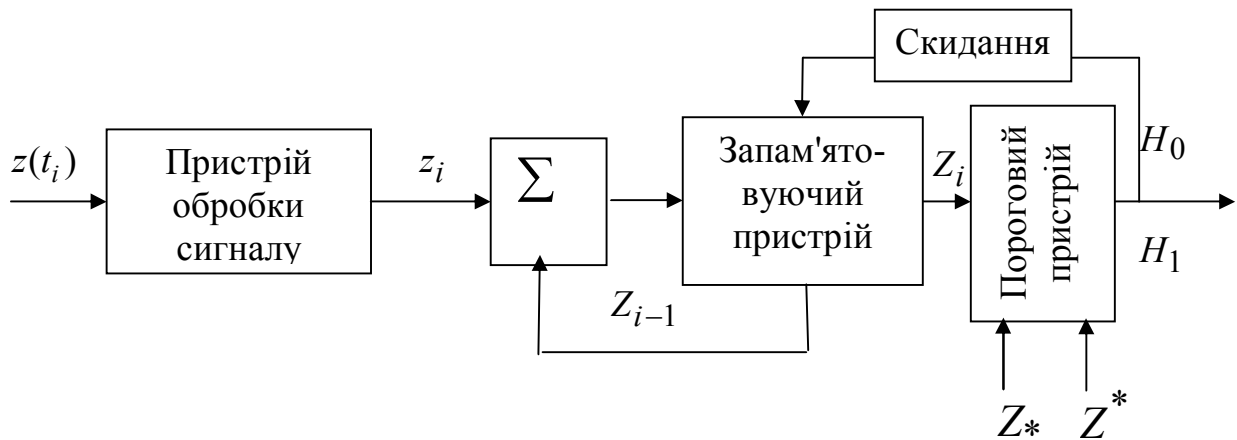


Рис.2.2. Схема двохпорогового послідовного спостерігача

Розглядаючи задачу виявлення випадкових гаусівських відліків, які спостерігаються на фоні некорельованого шуму, будемо вважати, що на вхід приймача послідовно надходять випадкові відліки прийнятого сигналу $z(t_1), z(t_2), z(t_3), \dots$. У загальному випадку їх кількість визначається ходом процедури виявлення сигналу і є випадковою. Класичний послідовний підхід вирішення даної задачі, відповідно до методики, викладеної в [64,65] передбачає обчислення логарифма ВП на кожному кроці, з подальшим порівнянням його з двома порогами:

$$Z_* = \ln \frac{\beta}{1-\alpha} \text{ и } Z^* = \ln \frac{1-\beta}{\alpha}.$$

Після 1-го кроку обробки процедури виявлення на виході пристрою оптимальної обробки формується випадкова величина $z_1 = \ln \frac{p(z(t_1)|s)}{p(z(t_1)|0)}$ - поточне значення вирішальної статистики пропорційне логарифму ВП. На виході запам'ятовуючого пристрою (ЗП) формується накопичене значення

статистики $Z_1 = z_1$. Пороговий пристрій приймає рішення: прийняти остаточне рішення з зупинкою процесу спостереження або зробити наступне спостереження. У разі продовження спостережень з зупиняючими порогоми порівнюються накопичені значення ВП, що розраховуються на наступних кроках спостереження $Z_2 = Z_1 + z_2$, $Z_3 = Z_2 + z_3$, $Z_i = Z_{i-1} + z_i$. Перевірка триває до перетину вирішальною статистикою одного з зупиняючих порогів виявлення. В цьому випадку імпульсом «скидання» обнуляється ЗП.

При цьому вирішальні границі являють собою дві паралельні прямі, відстань між якими завжди постійна (рис.2.3).

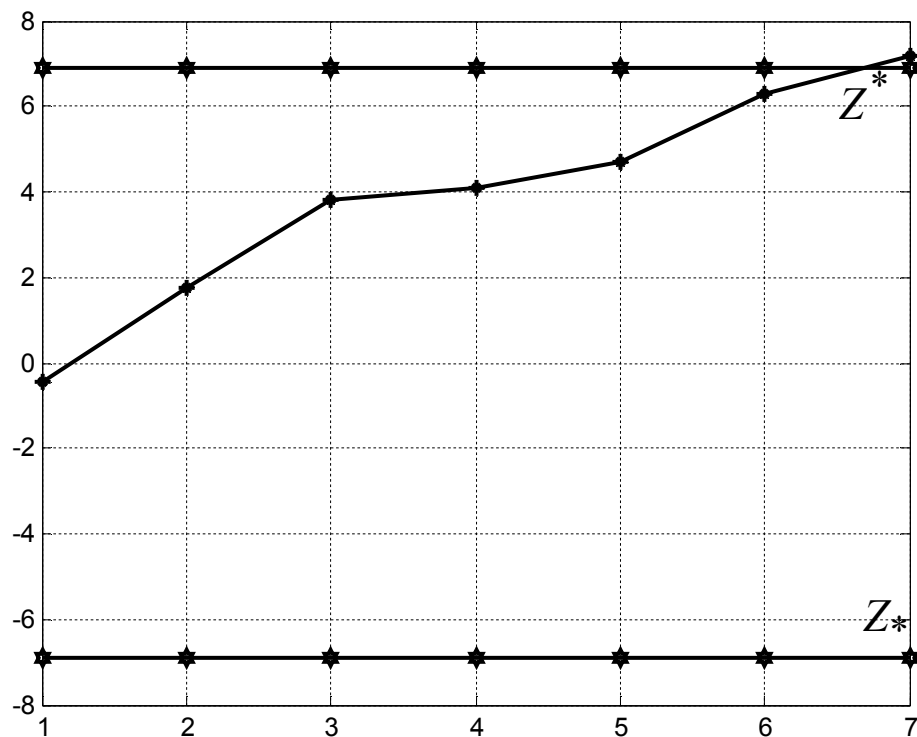


Рис.2.3. Покрокова робота процедури прийняття рішення на основі критерію Вальда при $\alpha = \beta = 10^{-3}$

На рис.2.3 показана покрокова робота процедури прийняття рішення при $\alpha = \beta = 10^{-3}$. В даному випадку сигнал виявлено за умови наявності сигналу від первинного користувача.

Недоліком послідовного спостерігача є невизначеність з числом спостережень. Відстань між цими межами (ширина області невизначеності) визначається заданим рівнем помилок. З підвищенням точності (зменшенням α і β) область невизначеності збільшується, а отже, і середнє число спостережень також збільшується. Наприклад, при $\alpha = \beta = 10^{-4}$ маємо $Z^* = 9,21$, $Z_* = -9,21$, а при $\alpha = \beta = 10^{-5}$ отримуємо $Z^* = 11,513$, $Z_* = -11,513$. Оскільки величини помилок α і β , які при виявленні сигналу вибираються дуже малими, очевидно, що окремі випробування можуть тривати досить довго, а значить, і середнє число спостережень стає неприпустимо великим [64] (рис.2.4).

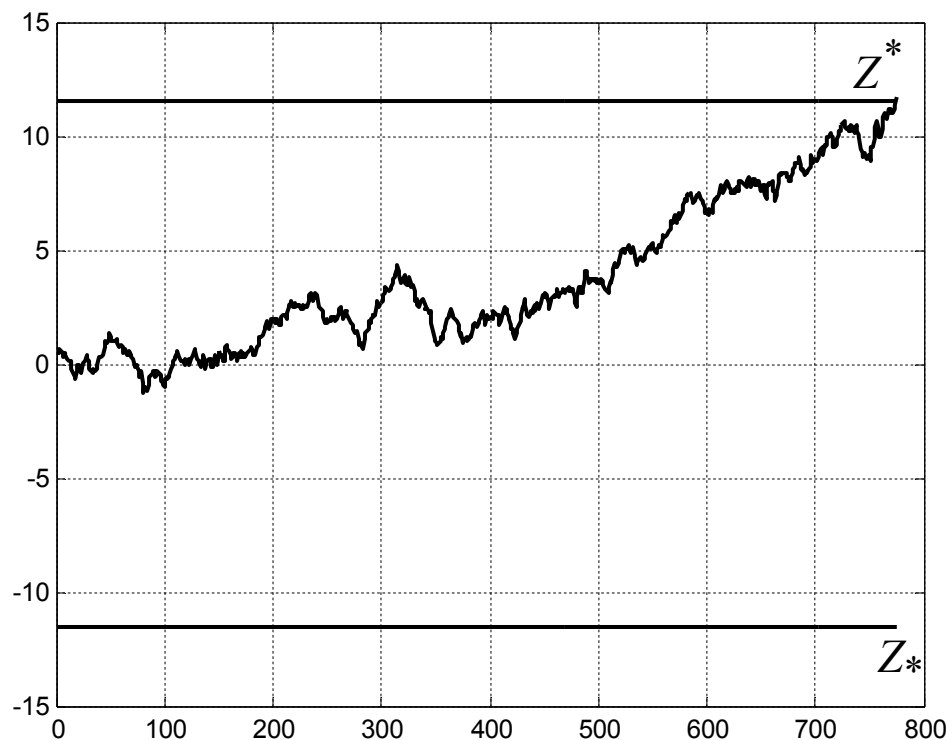


Рис.2.4. Покрокова робота процедури прийняття рішення на основі критерію Вальда при $\alpha = \beta = 10^{-5}$

На рис.2.4 показана покрокова робота процедури прийняття рішення при $\alpha = \beta = 10^{-5}$. В даному випадку сигнал виявлено за умови наявності сигналу (правильне виявлення).

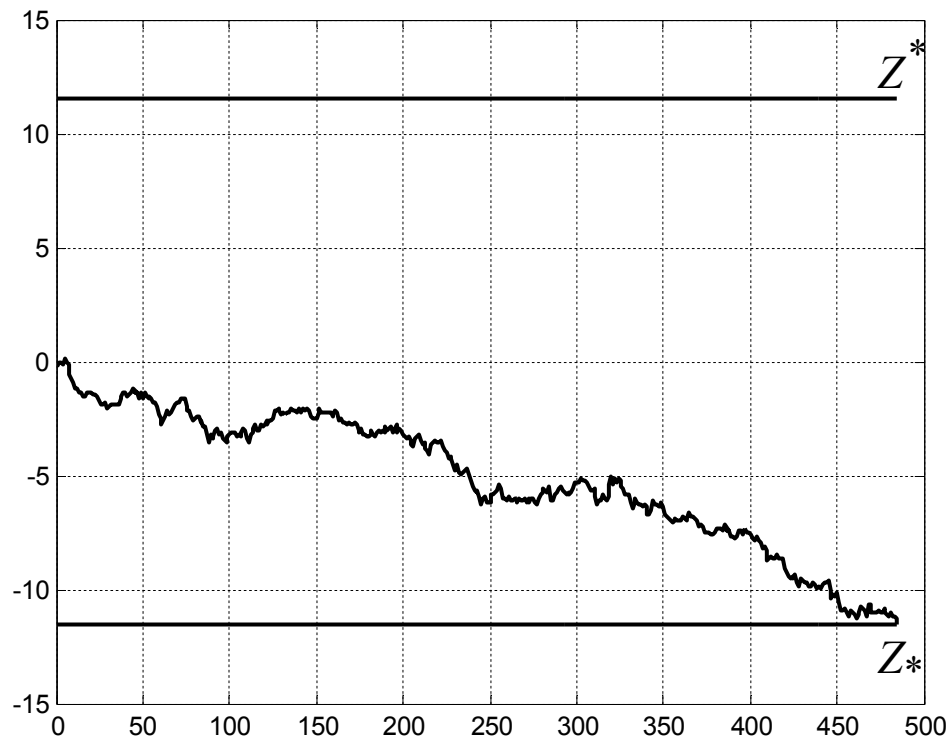


Рис.2.5. Покрокова робота процедури прийняття рішення на основі критерію Вальда при $\alpha = \beta = 10^{-5}$

На рис.2.5 показана покрокова робота процедури прийняття рішення при $\alpha = \beta = 10^{-5}$. В даному випадку сигнал не виявлено за умови наявності сигналу (пропуск цілі).

У випадках, коли середнє число спостережень стає неприпустимо великим необхідно штучно переривати процедуру випробувань і приймати результуюче рішення, здійснюючи вибір між двома альтернативами. Дану процедуру називають урізанням [11,64].

Для прийняття рішення в когнітивній радіомережі запропоновано модифікований послідовний підхід до виявлення, що дозволяє отримати автоматично усічену процедуру виявлення [11,66,67]. З цією метою пропонується розраховувати пороги виявлення на кожному кроці процедури, виходячи з забезпечення постійності помилок виявлення: $\alpha = const$, $\beta = const$. Рішення приймається згідно з відомим вирішальним правилом,

однак пороги виявлення змінюються на кожному кроці процедури, забезпечуючи постійність заданих ймовірностей помилок.

При використанні модифікованого послідовного критерію розглянута задача виявлення передбачає наступні дії.

Крок 1. На вхід приймача надходить випадковий відлік прийнятого сигналу $z(t_1)$, з використанням якого формується значення логарифма ВП [11,66]:

$$Z_1 = z_1 = \frac{1}{\sigma^2} \left(z(t_1)(m_s - m) - \frac{1}{2}(m_s^2 - m^2) \right), \quad (2.4)$$

де Z_1 – значення вирішальної статистики для вибірки на 1-му кроці;

Z_1 - накопичене значення статистики на 1-му кроці.

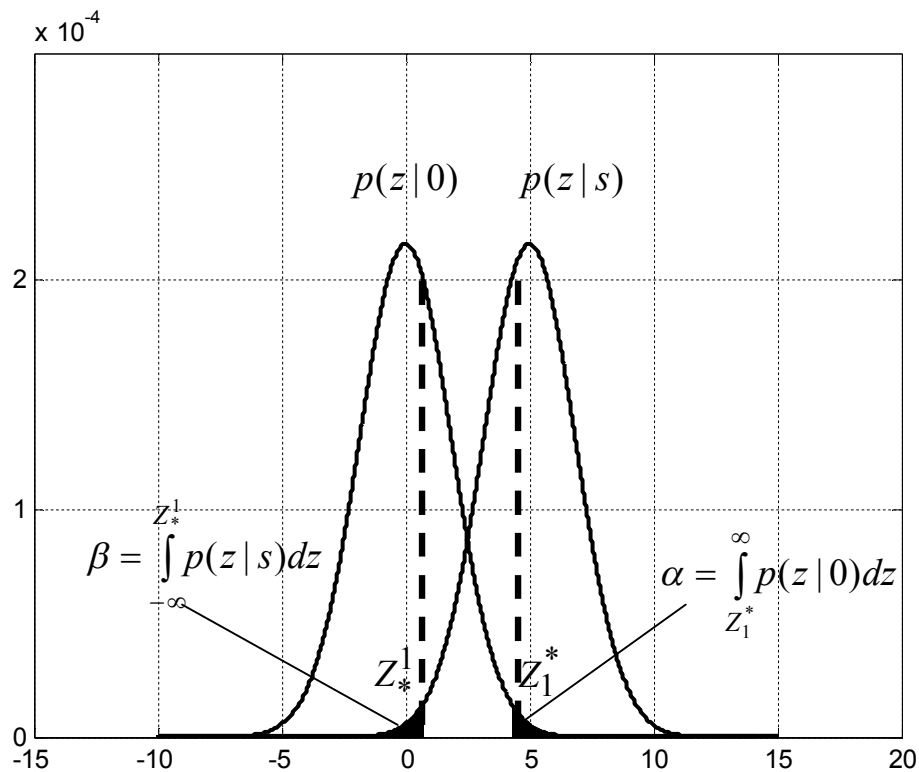


Рис. 2.6. Розподіл густини ймовірностей статистики на першому кроці процедури спостереження

Виходячи із заданих значень ймовірностей помилок α і β , розраховуються пороги виявлення: Z_1^* і Z_1^1 ($Z_* = \ln \frac{\beta}{1-\alpha}$, $Z^* = \ln \frac{1-\beta}{\alpha}$).

Пороги Z_* і Z^* повинні вибиратися так, щоб ймовірність того, що $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} > Z^*$, коли справедлива гіпотеза H_0 дорівнювала α , а $\frac{p(z|s)}{p(z|0)} < Z_*$ ймовірність того, що при гіпотезі H_1 величина дорівнювала β (рис.2.6).

При цьому якщо виконується умова $Z_1 \geq Z_1^*$, то приймається гіпотеза H_1 . Якщо виконується умова $Z_1 \leq Z_1^1$, то приймається гіпотеза H_0 . Якщо $Z_*^1 < Z_1 < Z_1^*$, то спостереження триває і здійснюється перехід до кроку 2.

Крок 2. На вхід приймача надходить вибірка $z(t_1) z(t_2)$. Сформоване значення логарифма ВП приймає вигляд:

$$Z_2 = z_1 + z_2 = \frac{(m_s - m)}{\sigma^2} (z(t_1) + z(t_2) - (m_s + m)). \quad (2.5)$$

Результатом підсумовування нормальних незалежних випадкових величин $z(t_1)$ і $z(t_2)$ є випадкова величина $z(t_1 t_2) = z(t_1) + z(t_2)$, яка розподілена за гаусівським законом з математичним очікуванням $2m_s$ або $2m$ і дисперсією $2\sigma^2$. Очевидно, що відбувається зміна форми закону розподілу спостережуваних відліків (рис. 2.7).

Значення порогів виявлення Z_*^2 і Z_2^* на 2-му кроці процедури, визначаються виходячи з умови забезпечення фіксованих значень α і β . При цьому якщо виконується умова $Z_2 \geq Z_2^*$, то приймається гіпотеза H_1 . Якщо виконується умова $Z_2 \leq Z_*^2$, то приймається гіпотеза H_0 . Якщо $Z_*^2 < Z_2 < Z_2^*$, то спостереження триває і здійснюється перехід до наступних ітерацій процедури.

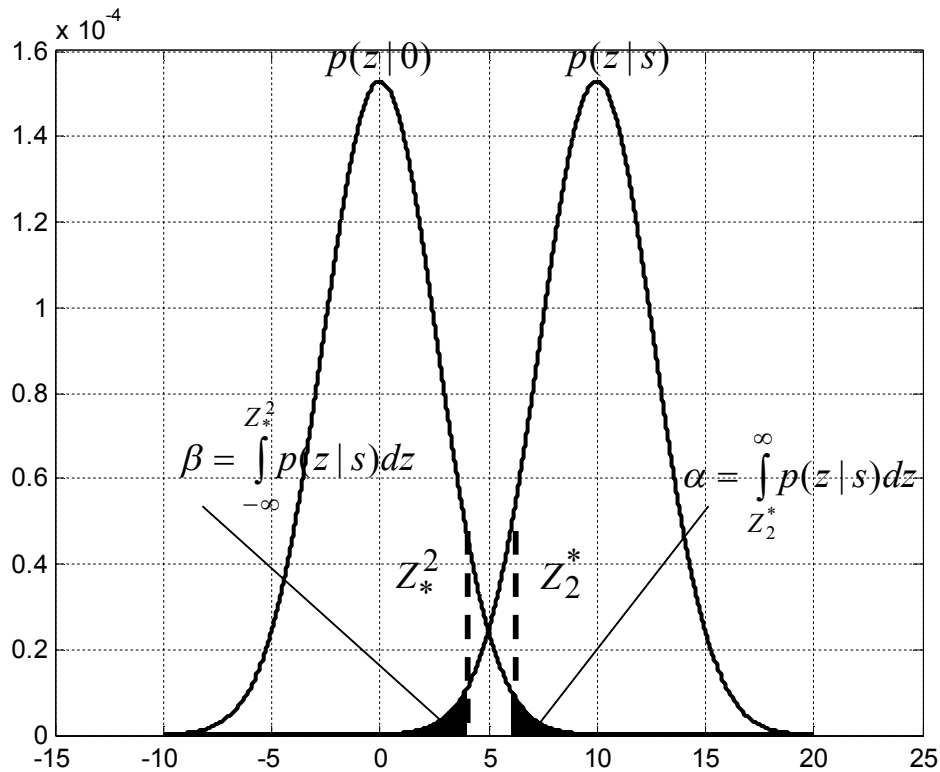


Рис. 2.7. Розподіл густини ймовірностей
статистики на другому кроці процедури спостереження

Крок k . На вхід приймача надходить вибірка $z(t_1 t_2 \dots t_k) = z(t_1) + z(t_2) + \dots + z(t_k)$. Сформоване значення логарифма ВП приймає вигляд:

$$Z_k = Z_{k-1} + z_k = \frac{(m_s - m)}{\sigma^2} \left(\sum_{i=1}^k z(t_i) - \frac{k}{2} (m_s + m) \right). \quad (2.6)$$

Випадкова величина $z(t_1 t_2 \dots t_k)$ буде розподілена за гаусівським законом з математичним очікуванням km або km_s і дисперсією $k\sigma^2$.

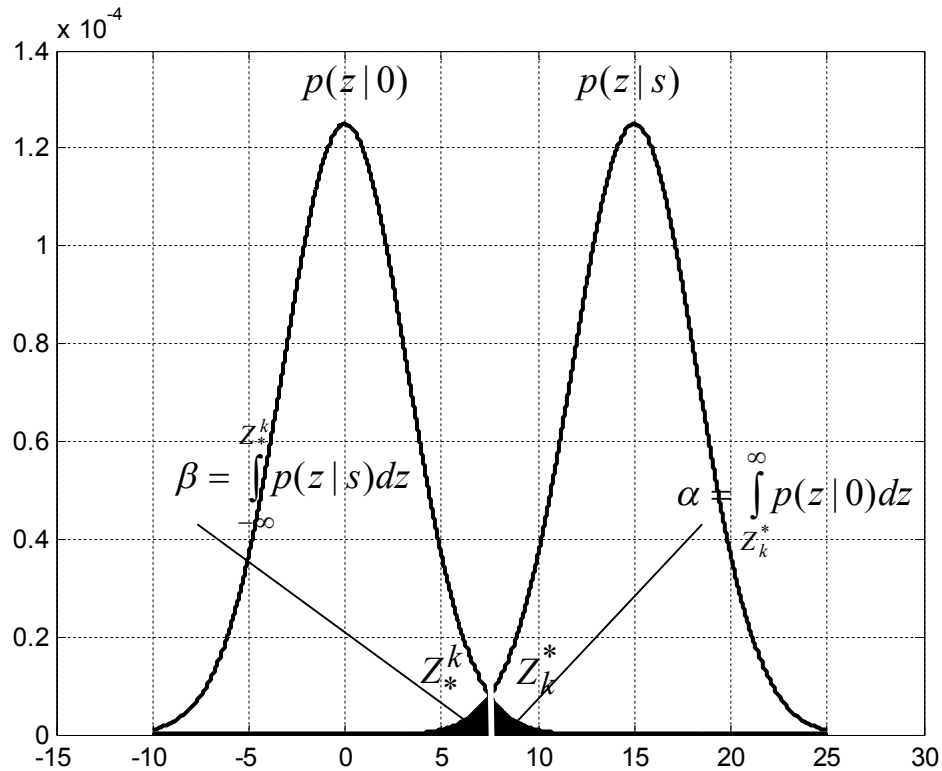


Рис. 2.8. Розподіл густини ймовірностей статистики на k -му кроці процедури спостереження

Виходячи з умови забезпечення фіксованих значень α і β , визначаються значення порогів виявлення Z_*^k і Z_k^* на k -му кроці процедури (рис.2.8).

Трансформація закону розподілу спостережуваної статистики в сукупності з фіксованими значеннями ймовірностей α і β , призводить до рівності (перетину) верхнього і нижнього порогів виявлення (рис.2.9), що забезпечує неминуче прийняття гіпотези H_0 або альтернативи H_1 .

На рис.2.9 показана покрокова робота процедури виявлення з урізанням. Як видно з рис. 2.9 вже на 4-му кроці сигнал виявлено.

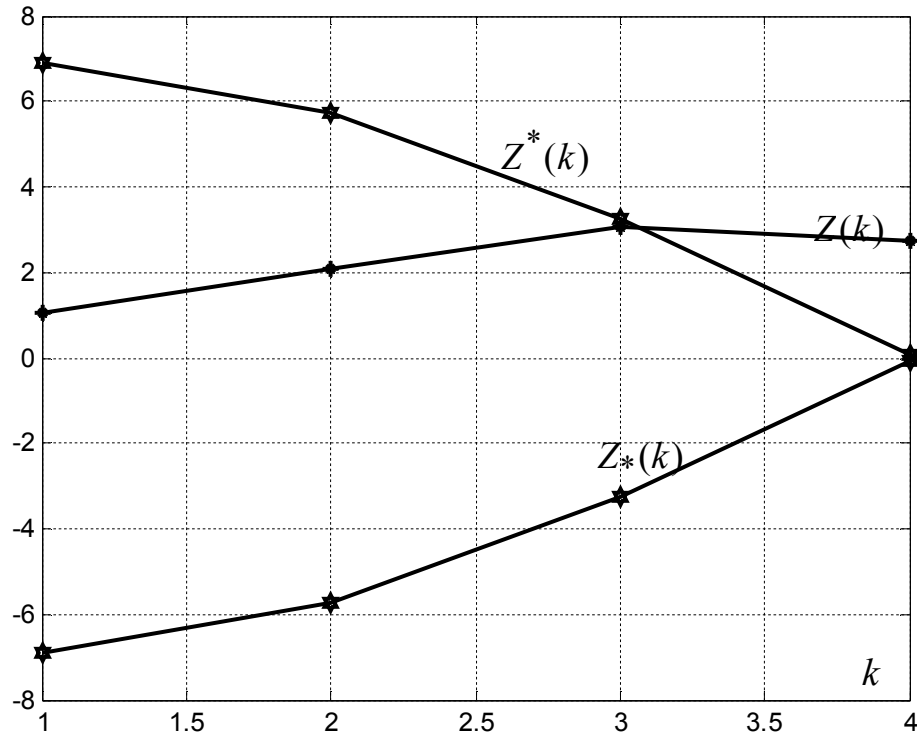


Рис.2.9. Покрокова робота процедури виявлення з урізанням

Обмеженнями даного методу є той факт, що необхідно мати у своєму розпорядженні знання про умовні густини розподілу ймовірностей. Якщо умовні густини розподілу ймовірностей невідомі, можна використати непараметричні методи виявлення.

2.3. Алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж

Задачу виявлення сигналу будемо вирішувати як задачу кластеризації за допомогою нейронної мережі Кохонена [12,13,68-71].

Мережа Кохонена - це одношарова мережа, яка побудована з нейронів типу WTA (Winner Takes All - переможець отримує все). Для вирішення задачі виявлення сигналів мережа Кохонена працює в режимі самонавчання і складається з вхідних векторів рівнів відліків, прийнятого сигналу на відповідній частоті f_k : $z(t_1, f_1)$ - рівень відліку в 1-й момент часу на частоті

f_1 , $z(t_2, f_1)$ - рівень відліку у 2-й момент часу на частоті f_1 , $z(t_m, f_1)$ - рівень відліку в m -й момент часу на частоті f_1 , $z(t_1, f_2)$ - рівень відліку в 1-й момент часу на частоті f_2 , $z(t_2, f_2)$ - рівень відліку у 2-й момент часу на частоті f_2 , $z(t_m, f_2)$ - рівень відліку в m -й момент часу на частоті f_2 і т. д. (рис.2.10).

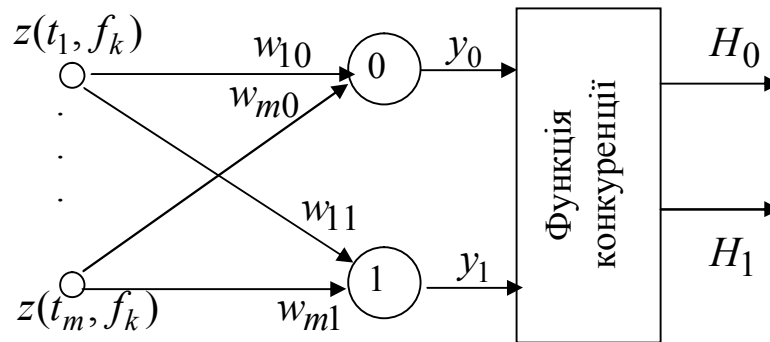


Рис.2.10. Структура мережі Кохонена для вирішення задачі виявлення сигналу

Задача полягає в тому, що мережа Кохонена повинна визначити на яких частотах присутній сигнал від первинного користувача, а на яких він відсутній. Таким чином, цей алгоритм на відміну послідовного алгоритму Вальда є послідовно-паралельним.

Робота даного алгоритму полягає в наступному. Кожен нейрон мережі з'єднаний з усіма компонентами m -мірного вхідного вектора. Кількість нейронів співпадає з кількістю кластерів, які має виділити мережа. Кластер H_0 відповідає гіпотезі H_0 - первинний користувач відсутній. Кластер H_1 відповідає гіпотезі H_1 - первинний користувач працює зі спектром. В якості нейронів мережі Кохонена застосовуються лінійні зважені суматори:

$$y_j = b_j + \sum_{i=1}^m w_{ij} \cdot z_i, \quad (2.7)$$

де j - номер нейрона;

i - номер входу;

y_j - вихід адаптивного суматора;

w_{ij} - вага i -го входу j -го нейрона;

b_j - поріг.

Кожен j -й нейрон описується вектором ваг $w_j = (w_{j1}, w_{j2}, \dots, w_{jm})$. З виходів адаптивних суматорів сигнал надходить на функцію конкуренції, що працює за правилом "переможець отримує все".

Функція конкуренції знаходить вихід адаптивного суматора з максимальним значенням виходу $\max\{y_j\}$. Нехай l - номер такого суматора. Тоді на виході мережі формується вихідний сигнал $H_l=1$, при цьому вихідний сигнал H_0 дорівнює нулю. Це означає, що первинний користувач працює зі спектром.

2.4. Алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки

В даному алгоритмі для виявлення сигналу крім прийнятих відліків пропонується використовувати кореляційні властивості сигналів.

При побудові алгоритму із застосуванням математичного апарату нечіткої логіки результат виявлення можна представити в якості ступеня (істинності) присутності сигналу [12,13,72]. Числове значення ступеня присутності сигналу слід інтерпретувати як оцінку приналежності вхідного сигналу до одного з трьох заданих станів: шум, невизначеність і присутність сигналу від первинного користувача.

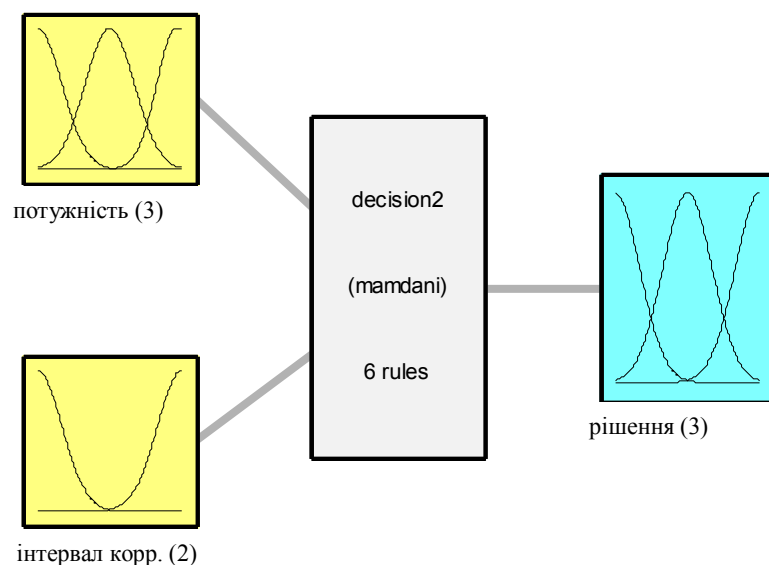
Застосування ступеня істинності дозволяє використовувати переваги багатозначної логіки без істотного ускладнення алгоритму роботи детектора.

Нечіткий детектор видає результат за кожен такт часу на основі оцінки двох ознак: рівень потужності сигналу (вхідна змінна P) і інтервал кореляції

(вхідна змінна TAU). Природно, що для визначення потужності і інтервалу кореляції необхідна вибірка з результатів спостереження, що в свою чергу уповільнює процес прийняття рішення. Нижче надано набір нечітких правил детектора:

- 1) Якщо P низька і TAU близько 0, то OUT є шум;
- 2) Якщо P низька і TAU не близько 0, то OUT є невизначеність;
- 3) Якщо P середня і TAU близько 0, то OUT є невизначеність;
- 4) Якщо P середня і TAU не близько 0, то OUT є присутність сигналу;
- 5) Якщо P висока і TAU близько 0, то OUT є присутність сигналу;
- 6) Якщо P висока і TAU не близько 0, то OUT присутність сигналу.

Якщо на виході нечіткого детектора фіксується невизначеність, то необхідно повторити спостереження або винести рішення про присутність сигналу.



System decision2: 2 inputs, 1 outputs, 6 rules

Рис.2.11. Система нечіткого виводу для прийняття рішення

У середовищі Matlab модуль Fuzzy Logic дозволяє будувати нечіткі системи двох типів - Мамдані та Сугено. Основна відмінність між цими системами полягає в різних способах завдання значень вихідних змінних в

правилах, що утворюють базу знань. У цій задачі використано алгоритм виводу Мамдані. На рис. 2.11 надано систему нечіткого виводу для прийняття рішення.

2.5. Алгоритм виявлення, заснований на знако-ранговому критерії Вілкоксона

Розглянемо вибірку $Z = \{z_1^*, z_2^*, \dots, z_n^*\}$ відліків сигналу. Задача виявлення може бути сформульована у вигляді задачі перевірки статистичних гіпотез щодо вибірки, яка спостерігається [12,13,73]:

$$H_0 : M = M_0 \text{ (сигнал відсутній);}$$

$$H_1 : M > M_0 \text{ (сигнал присутній);}$$

де M_0 - медіана розподілу шуму;

M - медіана розподілу суміші сигналу з шумом.

Для перевірки гіпотези H_0 необхідно центрувати вибірку $Z = \{z_1^*, z_2^*, \dots, z_n^*\}$:

$$z_i = z_i^* - M_0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (2.8)$$

Далі розташуємо абсолютні величини елементів модифікованої вибірки $z_i, i = \overline{1, n}$ в порядку їх зростання, отримавши варіаційний ряд:

$$U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\},$$

$$\text{де } u_1 = \min(|z_i|);$$

$$u_n = \max(|z_i|),$$

$$u_1 \leq u_2 \leq \dots \leq u_n.$$

Таким чином, рангом R_i^+ абсолютної величини елемента z_i буде положення його в варіаційному ряді $U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$.

Визначимо змінну φ_i , $i = \overline{1, n}$, яка визначає знаки z_i , $i = \overline{1, n}$ як функцію одиничного стрибка:

$$\varphi_i = \begin{cases} 1, & z_i \geq 0, \\ 0, & z_i < 0. \end{cases} \quad (2.9)$$

Далі обчислюємо статистику T^+ :

$$T^+ = \sum_{i=1}^n R_i^+ \varphi_i, \quad (2.10)$$

яка дорівнює сумі позитивних знакових рангів. Рішення про прийняття альтернативної гіпотези H_1 і, отже, наявності сигналу в вибірці, що спостерігається вносіть в тому випадку, коли

$$H_1: T^+ = \sum_{i=1}^n R_i^+ \varphi_i \geq C_{nor}, \quad (2.11)$$

де C_{nor} – заданий поріг, який вибирається, виходячи з ймовірності помилкової тривоги.

При невеликих значеннях n аналітичне виведення виразу для визначення C_{nor} проблематичне. Однак, при $n \rightarrow \infty$ статистика T^+ прагне до нормального закону розподілу і, як показано в [73] C_{nor} можна визначити з виразу:

$$C_{nop} = \frac{n}{2} \left(z_a \sqrt{\frac{n}{3} + \frac{n}{2}} \right), \quad (2.12)$$

z_a - процентна точка стандартного нормального розподілу.

Таким чином, якщо вибірка, що спостерігається $Z = \{z_1^*, z_2^*, \dots, z_n^*\}$ є вибіркою шуму з медіаною M_0 , змінна φ_i , $i = \overline{1, n}$, що визначає знаки z_i , $i = \overline{1, n}$, рівноймовірно приймає значення «0» і «1». При наявності в вибірці відліків позитивно зміщеного сигналу, кількість одиниць («1») переважає над кількістю нулів («0»), що і є інформацією про наявність сигнальних відліків. Ранги R_i^+ абсолютних величин елементів z_i враховують ступінь відхилення елементів від значення медіани M_0 , що є додатковою інформацією.

2.6. Аналіз ефективності алгоритмів виявлення сигналів

Аналіз ефективності запропонованих алгоритмів проведено в середовищі Matlab за допомогою імітаційного моделювання [12,13]. В якості процесу, що спостерігається сформовано радіосигнал з модуляцією 16-КАМ і адитивного білого гаусівського шуму. Для всіх випадків задана ймовірність помилкової тривоги і ймовірність пропуску цілі $\alpha = \beta = 10^{-3}$. В якості критерію ефективності обрана ймовірність загальної помилки $p_{ном}$, яка за допомогою імітаційного моделювання розраховувалася як сума помилково прийнятих рішень поділена на кількість дослідів. На рис. 2.12 надано графіки залежності ймовірності помилки $p_{ном}$ від ВСШ.

З даних графіків видно, що при низьких значення ВСШ від -10 дБ до -3 дБ кращі показники має непараметричний алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена. Зі збільшенням ВСШ (вище -3 дБ) найменша ймовірність помилки відзначається при використанні параметричного

алгоритму Вальда в порівнянні з усіма непараметричними алгоритмами. При ВСШ вище 0 дБ найменшу ймовірність помилки серед непараметричних алгоритмів має алгоритм, побудований на нечіткій логіці. При цьому трохи вище ймовірність помилки має алгоритм, побудований на мережі Кохонена. Найбільшу ймовірність помилки має алгоритм виявлення, заснований на знако-ранговому критерії Вілкоксона.

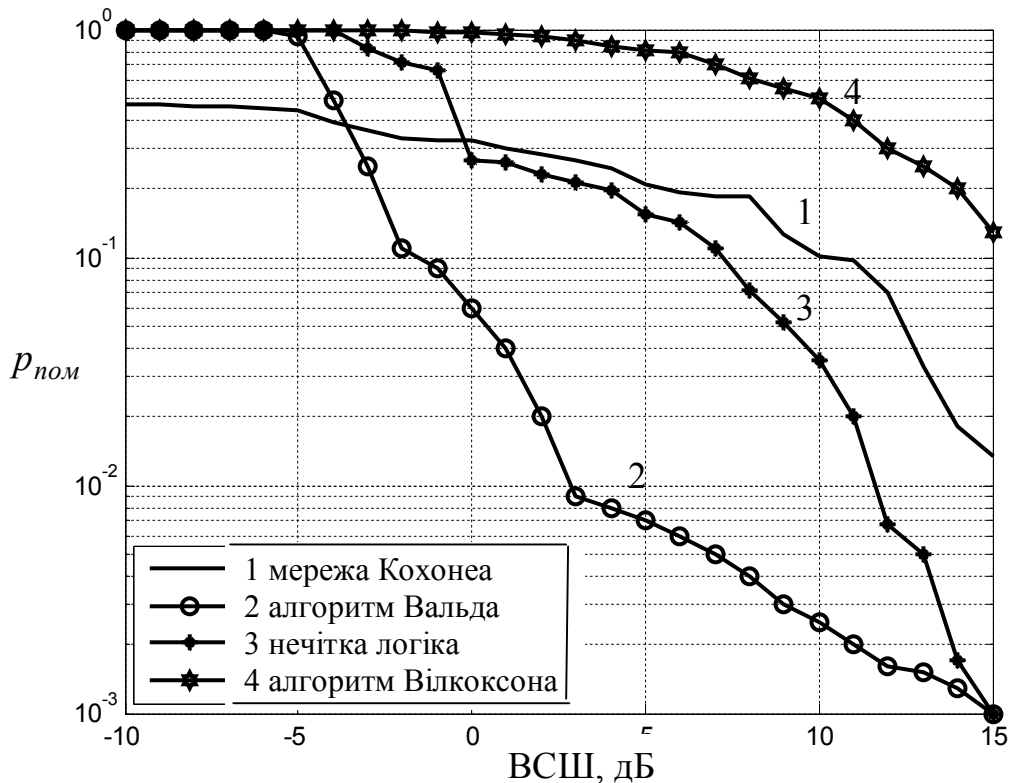


Рис.2.12. Графіки залежності ймовірності помилки від ВСШ

Таким чином, при апріорній невизначеності щодо параметрів сигналів первинного користувача рекомендується використовувати алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена або нечіткої логіки. Якщо ж параметри сигналів первинного користувача відомі і ϵ в базі даних, а також ВСШ перевищує - 3 дБ рекомендується використання алгоритму Вальда.

Висновки по розділу 2

1. Працездатність мобільних мереж зв'язку при когнітивному розподілі ресурсів в значній мірі залежить від ефективності роботи алгоритмів виявлення незайнятих частотних каналів.

2. Розроблено непараметричний алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж та непараметричний алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки.

3. Проведено порівняльний аналіз ефективності параметричного алгоритма оптимального прийому сигналів, побудованому на критерії Вальда; непараметричного алгоритма, побудованому на математичному апараті нейронних мереж; непараметричного алгоритма, побудованому на математичному апараті нечіткої логіки; непараметричного алгоритма, побудованому на знако-ранговому критерії Вілкоксона.

4. Аналіз ефективності запропонованих алгоритмів проведено в середовищі Matlab за допомогою імітаційного моделювання. В якості критерію ефективності обрана ймовірність помилки. Отримано графіки залежності ймовірності помилки від відношення потужності сигналу до потужності шуму (ВСШ).

5. Аналіз показав, що при низьких значення ВСШ від -10 дБ до -3 дБ кращі показниками має алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена. Зі збільшенням ВСШ (вище -3 дБ) найменша ймовірність помилки відзначається при використанні алгоритму Вальда. Але, хоча алгоритм Вальда має кращу ефективність, він вимагає апріорної інформації про параметри сигналів. При ВСШ вище 0 дБ найменшу ймовірність помилки серед непараметричних алгоритмів має алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки. При цьому трохи вище ймовірність помилки спостерігається у алгоритма, побудованому на мережі Кохонена. Найбільшу ймовірність помилки має алгоритм виявлення, заснований на знака-ранговому критерії Вілкоксона. Таким чином, при

апріорній невизначеності щодо параметрів сигналів первинного користувача рекомендується використовувати алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена або нечіткої логіки. Якщо ж параметри сигналів первинного користувача відомі і є в базі даних, а також ВСШ перевищує - 3 дБ рекомендується використання алгоритму Вальда.

РОЗДІЛ 3.

МЕТОДИ КЛАСТЕРИЗАЦІЇ РЕСУРСІВ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Після виявлення незайнятих частотних каналів первинних користувачів необхідне проведення кластерного аналізу ресурсів для їх подальшого розподілу. Для цього в першу чергу необхідно позиціонувати АС і виявити зони аномальної зміни їх концентрації.

Функціонування ММЗ відбувається в умовах різких змін інтенсивності трафіку (навантаження) в просторово-часовій області [74]. Просторово-часова зміна трафіку обумовлена переміщенням АС оператора ММЗ, що викликає необхідність оперативного та інтелектуального управління радіоресурсами. Часова зміна (нестационарність) навантаження в мережі є відомим фактом [74,75], а факт просторової зміни навантаження носить маловивчений характер. Під просторовою зміною навантаження розуміється аномальне явище в мережі оператора зв'язку, у вигляді різкої зміни концентрації абонентів всередині однієї або декількох локальних зон обслуговування [75,76]. При цьому в разі факту аномального явища, в результаті величезної кількості звернень до БС оператора зв'язку в окремо взятій зоні (стілнику), відбувається блокування і відмова в обслуговуванні. Так, у разі перенавантаження мережі в одній частині зони обслуговування можуть бути задіяні ресурси з менш завантаженої її частини [75]. Таким чином, кластеризація ресурсів при їх когнітивному розподілі є актуальною науковою задачею. Результати даного розділу опубліковано в роботах [23,26].

3.1. Процес кластеризації

Процес кластеризації залежить від обраного методу і майже завжди є ітеративним. Кластеризація даних місти такі етапи:

а) Виділення характеристик.

Кластеризацію ресурсів здійснюватимемо за векторами ознак \vec{x} [23,26]:

1. Координати розташування АС.

2. Запрошені ресурси:

- інтенсивність надходження пакетів від АС;
- затримка черги;
- ВСЗШ;
- швидкості передачі даних користувачів;

3. Доступні ресурси:

- частотно-часові ресурси;
- просторово-часові ресурси.

б) Визначення метрики.

Наступним етапом кластеризації є вибір метрики, за якою визначається близькість об'єктів. Найчастіше використовується класична евклідова метрика.

в) Подання результатів.

Результати кластеризації повинні бути подано в зручному для обробки вигляді, щоб здійснити оцінку якості кластеризації. Зазвичай використовується один з наступних способів:

- подання кластерів центроїдами;
- подання кластерів набором характерних точок;
- подання кластерів їх обмеженнями.

Існує декілька методів (алгоритмів) кластеризації, які поділяються на два основних типи - чітка і нечітка кластеризація [77-79]. У разі чіткої кластеризації, всі об'єкти з досліджуваної області можуть належати лише одному кластеру з однозначними параметрами. До методів чіткої

кластеризації відносяться алгоритми, які побудовані на математичному апараті нейронних мереж Кохонена. У разі нечіткої кластеризації кожен елемент досліджуваної області може належати будь-якому кластеру з певною ймовірністю, яка виражається коефіцієнтом чіткості. На сьогоднішній день в літературі широко подані 2 алгоритма нечіткої кластеризації - k-середніх і алгоритм Густафсона-Кесселя [80].

3.2. Метод кластеризації ресурсів, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена

Для кластеризації ресурсів мережа Кохонена працює в режимі самоорганізації. При самоорганізації мережа не має постійної структури. Алгоритм має наступний вигляд:

1. Дані попередньо обробляються (нормуються і центруються) за правилом:

$$\bar{x}'_i = \frac{\bar{x}_i - M_x}{\sigma_x}, \quad (3.1)$$

де \bar{x}'_i - нормована і центрована ознака (наприклад, \bar{x}'_1 1-а ознака - координати розташування абонентських станцій, \bar{x}'_2 2-а ознака - інтенсивність надходження пакетів від АС і т.д.);

M_x - математичне очікування ознаки;

σ_x - дисперсія ознаки.

2. Задається критична відстань $d_{кр}$, відповідна максимально допустимій евклідовій відстані між входами прикладу і вагами нейрона-переможця. Початкова структура не містить нейронів. При подачі на входи мережі самого першого прикладу навчальної вибірки створюється перший

нейрон з ваговими коефіцієнтами, які дорівнюють поданим вхідним значенням.

3. На входи мережі подається новий випадково обраний приклад (АС зі своїми характеристиками) поточної епохи навчання, розраховуються евклідові відстані від прикладу до центру кожного кластера по співвідношенню:

$$d_j = \sqrt{\sum_{i=1}^M (\bar{x}_i - w_{ij})^2}, \quad (3.2)$$

де w_{ij} - центр (вага i -ї ознаки j -го кластера).

Потім визначається нейрон-переможець з найменшим з них d_{\min} .

4. Якщо виконується умова $d_{\min} \leq d_{кр}$, проводиться корекція вагових коефіцієнтів відповідного нейрона-переможця на $t+1$ кроці за співвідношенням:

$$w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + v(\bar{x} - w_{ij}(t)), \quad (3.3)$$

де v – коефіцієнт швидкості навчання.

В іншому випадку в структуру мережі додається новий нейрон, вагові коефіцієнти якого приймаються чисельно рівними вхідним значенням поданого прикладу.

5. Процедура повторюється з п. 3. Якщо протягом останньої епохи навчання будь-які кластери залишилися не задіяними, відповідні нейрони вилучаються зі структури мережі Кохонена.

6. Обчислення закінчуються, якщо виконується одна з умов:

- вичерпана задана гранична кількість епох навчання;
- не відбулося значної зміни вагових коефіцієнтів в межах заданої точності протягом останньої епохи навчання;

- вичерпано заданий граничний фізичний час навчання.

Коефіцієнт швидкості навчання може задаватися постійним в межах (0, 1] або змінним значенням, яке поступово зменшується від епохи до епохи.

3.3. Метод нечіткої кластеризації ресурсів

Алгоритм нечіткої кластеризації називають алгоритмом C-Means (k-середніх). Метою алгоритму k-середніх є динамічна кластеризація множини об'єктів заданої області. Особливістю даного алгоритму є те, що апріорні відомості про об'єкти області можуть бути відсутні. Іншими словами, цей алгоритм визначає кластери і відповідно класифікує об'єкти, які спочатку являють собою випадковий набір точок простору (які позиціоновано тим чи іншим способом абонентів оператора зв'язку). Алгоритм k-середніх складається з кроків:

Крок 1. Встановлюються критерії для алгоритму:

K - кількість кластерів;

m - експонентна вага;

ε - параметр зупинки алгоритму.

Крок 2. Випадковим чином генерується матриця нечіткого розбиття.

Крок 3. Розраховується центр кластерів.

Крок 4. Розраховується відстань між центрами кластерів.

Алгоритм FCM (Fuzzy Classifier Means) являє собою частковий випадок алгоритму нечіткої кластеризації Густафсона - Кесселя і є найбільш простою його реалізацією. FCM-алгоритм кластеризації передбачає, що об'єкти належать всім кластерам. Ступінь приналежності визначається відстанню від об'єкта до відповідних кластерних центрів. Даний алгоритм ітераційно обчислює центри кластерів і нові ступені приналежності об'єктів. Алгоритм складається з наступних кроків:

Крок 1. Встановлюються критерії для алгоритму:

K - кількість кластерів;

m - експонентна вага;

ε - параметр зупинки алгоритму.

Крок 2. Випадковим чином генерується матриця нечіткого розбиття.

Крок 3. Обчислюється «центр мас» для кожного кластера.

Крок 4. Обчислюється матриця коваріацій.

Крок 5. Для всіх кластерів обчислюється відстань.

Як алгоритм k -середніх, так і FCM-алгоритм вимагає апріорного знання кількості кластерів. Для заданої множини M вхідних векторів \vec{x}_i і N кластерів c_j , які виділяються передбачається, що будь-який \vec{x}_i належить будь-якому c_j з приналежністю u_{ij} інтервалу $[0,1]$, де j - номер кластера, i - номер вхідного вектора.

З метою подолання труднощів визначення кількості кластерів, рішення задачі кластеризації можна здійснити за допомогою теорії розладнання [81]. Алгоритм кластеризації на основі розладнання можна звести до наступних кроків:

Крок 1. Визначення вибірки розташування АС (X, Y) протягом кроку.

Крок 2. Розбиття досліджуваної області на підобласті з кроком, який дорівнює середньому значенню помилки позиціонування (накладення сітки).

Крок 3. Визначення меж розладнання у вибірці. Обчислення функціоналу $T(S)$ за формулами:

$$T(S)_{zp} = \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{S_2 + S_3}, \quad (3.4)$$

$$T(S)_{cn} = \frac{2S_3 - S_2 - S_1}{S_2 + S_2}, \quad (3.5)$$

де $T(S)_{zp}$ - значення функціоналу при зростаючому навантаженні;

$T(S)_{cn}$ - значення функціоналу при спадному навантаженні, при цьому обидва функціонали існують в $t = [t_f, t_f + \Delta t]$, де t_f - фактичний час, Δt - крок (дискрет) часу;

$$S_1 = \frac{1}{(Y_1 - Y_2)^2} \sum_{i=1}^{Y_2} |x_i|,$$

$$S_2 = \frac{1}{Y_2^2} \sum_{j=Y_1-Y_2+1}^{Y_1} |x_j|,$$

$$S_3 = \frac{1}{(Y_1 - Y_2)Y_2} \sum_{i=1}^{Y_2} \sum_{j=Y_1-Y_2+1}^{Y_1} |x_i - x_j|,$$

де Y_1 і Y_2 пов'язані параметри (рис.3.1);

Y_1 - довжина розгортки функціоналу;

Y_2 - частина розгортки функціоналу;

x - значення ресурсу в даний момент часу.

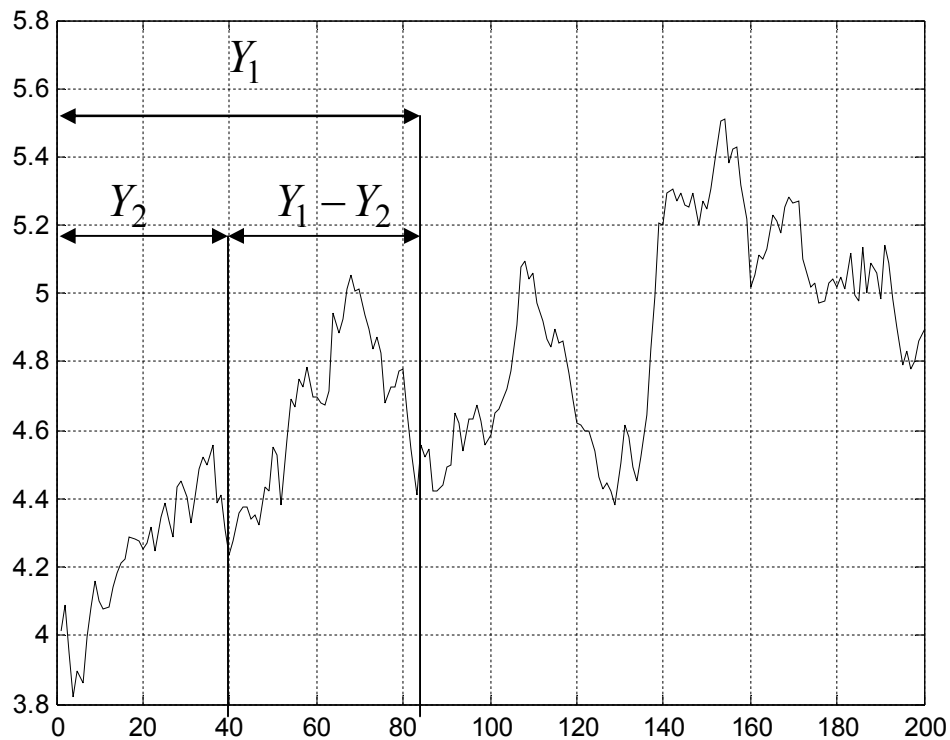


Рис.3.1. Параметри Y_1 і Y_2 при визначенні розладнання

Крок 4. Об'єднання множин значень $T(S)$ в одну множину:

$$T_{\Sigma} = \{T(S)_{zp}, T(S)_{cn}\}.$$

Крок 5. Визначення співвідношення:

$$\mu = \frac{|T_i|}{|T_j|} > \mu_{пор},$$

де $\mu_{пор}$ - порогове значення моменту розладнання.

Крок 6. Виділення координат моменту розладнання:

$$\{X, Y\} = \arg\{T_{\Sigma} (Y_2(x_i, x_j), Y_1(x_i, x_j) - Y_2(x_i, x_j))\}.$$

Після виділення кластерів визначаються їх центри за допомогою алгоритмів нечіткої кластеризації. Алгоритм кластеризації на основі FCM зводиться до таких кроків:

Крок 1. Визначення місця розташування центроїдів (точка, відносно якої йде перебор значень приналежності до кластеру, не є центром кластера).

Крок 2. Визначення необхідної кількості кластерів (з даних, отриманих в результаті застосування розладнання).

Крок 3. Мінімізація суми всіх зважених відстаней [76]:

$$\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^K u_{ij}^m \|\vec{x}_i - c_j\| \rightarrow \min ,$$

де m - фіксований параметр (експоненціальна вага), що задається перед ітераціями;

M - досліджувана множина вхідних векторів;

K - кластери c_j , що виділяються.

Передбачається, що будь-який \vec{x}_i належить будь-якому c_j з приналежністю на інтервалі $[0,1]$, j - номер кластера, i - номер вхідного вектора., $\| \cdot \|$ - Евклідова норма.

Умови нормування для u_{ij} :

$$0 \leq u_{ij}^m \leq 1, \quad \sum_{j=1}^K u_{ij}^m = 1, \quad \forall j = 1, \dots, K.$$

Розраховуються центри кластерів:

$$c_j = \frac{\sum_{i=1}^M u_{ij}^m \vec{x}_i}{\sum_{j=1}^K u_{ij}^m}.$$

Крок 4. Обчислюється матриця коваріації для j -го кластера

$$A_j = \frac{\sum_{i=1}^M u_{ij}^m \|\vec{x}_i - c_j\|^2}{\sum_{i=1}^M u_{ij}^m}.$$

Крок 5. Розраховуються відстані між векторами ознак і центрами кластерів:

$$D_{A_j} = (\vec{x}_i - c_j) \left[\left(\det(A_j)^{\frac{1}{M}} \right) A_j^{-1} \right] (\vec{x}_i - c_j)^T.$$

Крок 6. Перераховуються елементи матриці нечіткого розбиття

$$\text{якщо } D_{ij} > 0, u_{ij} = \frac{1}{\left(D_{ij}^2 \sum_{j=1}^K \frac{1}{D_{ij}^2} \right)^{\frac{1}{m-1}}},$$

$$\text{якщо } D_{ij} = 0, u_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$$

Крок 7. Перевірка умови:

$$\|U(t+1) - U(t)\|^2 \leq \varepsilon,$$

де $U(t)$ - матриця нечіткого розбиття на t -й ітерації;

$U(t+1)$ - матриця нечіткого розбиття на наступній ітерації;

ε - рівень точності, що задається заздалегідь [76].

Якщо ця умова виконується то перейти до кроку 8, в іншому випадку перейти до кроку 3.

Крок 8. Кінець. Визначення центру мас отриманих нечітких фігур у вигляді кінцевих координат $(x; y)$.

3.4. Результати моделювання кластеризації просторових ресурсів абонентських станцій

Для наочного уявлення проведено моделювання кластеризації просторових ресурсів АС [15,23,26]. За допомогою імітаційного моделювання отримані результати кластеризації просторового ресурсу АС при використанні математичного апарату нейронної мережі Кохонена та методів нечіткої кластеризації.

На рис.3.2 показана реалізація розташувань АС і результат кластеризації при використанні математичного апарату нейронної мережі

Кохонена (визначені центри кластерів (ЦК)). На цьому ж рисунку показані так само БС.

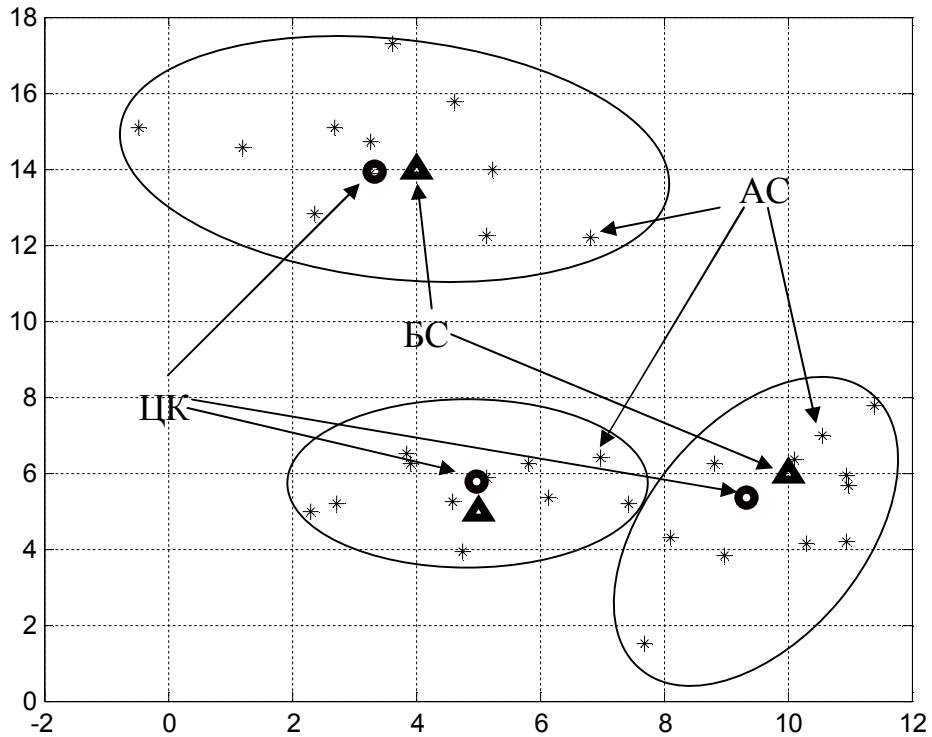


Рис. 3.2. Результат кластеризації просторового ресурсу АС

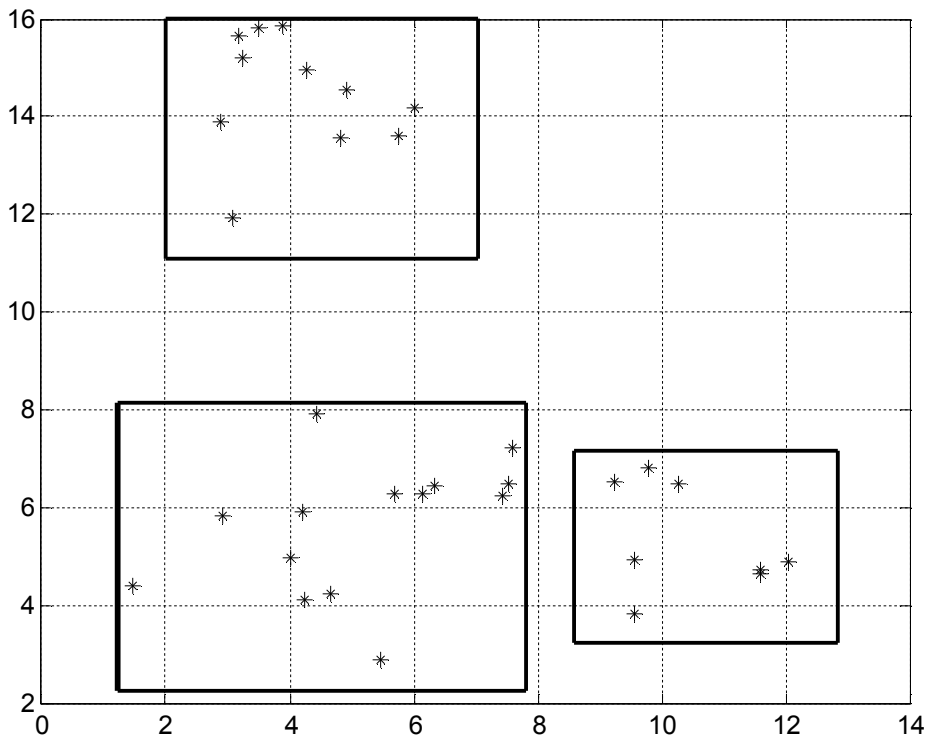


Рис. 3.3. Реалізація розташувань АС і результат визначення меж кластерів

На рис.3.3 показана реалізація розташувань АС і результат визначення меж кластерів за допомогою теорії розладнання. На рис. 3.4 показаний результат кластеризації просторового ресурсу АС при використанні алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM. На цьому ж рисунку показані так само БС і ЦК.

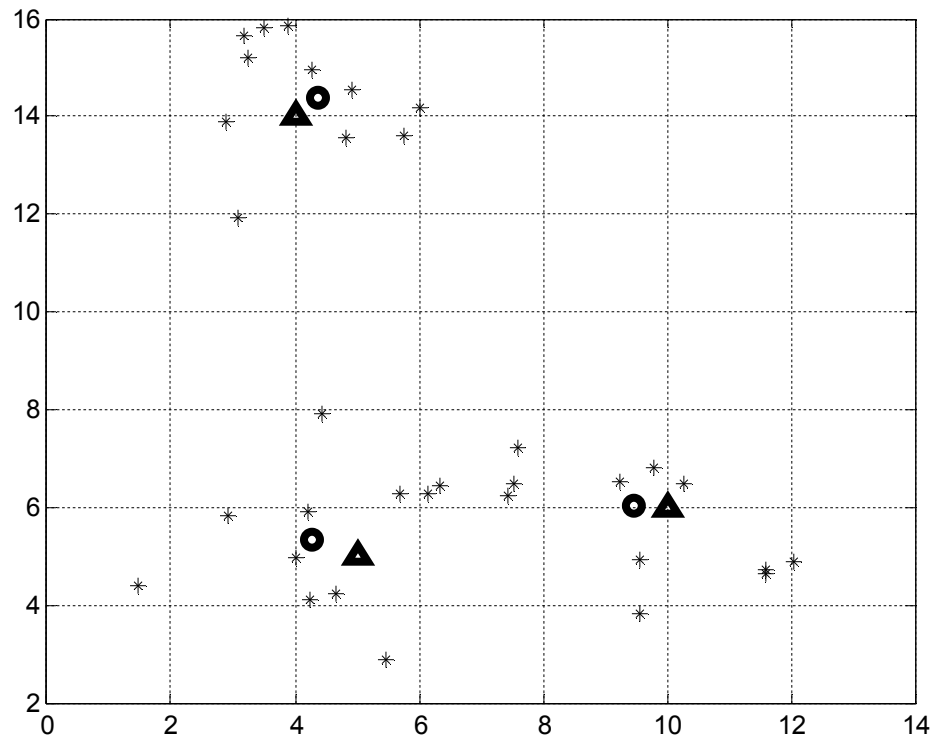


Рис.3.4. Результат кластеризації просторового ресурсу АС при використанні алгоритму нечіткої кластеризації

Проведено аналіз ефективності запропонованих алгоритмів кластеризації. Критерієм ефективності обрано середньоквадратичне відхилення (СКВ) розташувань центрів кластерів від розташування БС. Експеримент полягав у тому, що на обмеженій території були розташовані БС і випадковим чином розподілені АС в зоні дії БС. Аналіз проводився при рівномірному і гаусівському розподілі координат розташування АС. На рис. 3.5 надано залежності середньоквадратичного відхилення від розміру

досліджуваної зони при використанні математичного апарату нейронної мережі Кохонена.

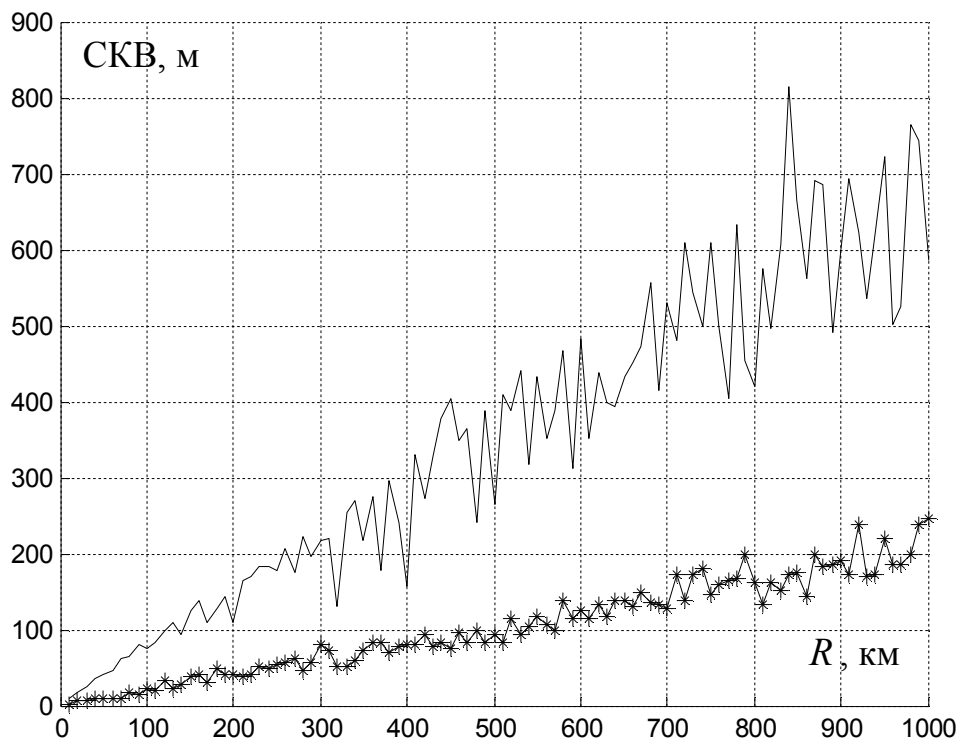


Рис.3.5. Залежності середньоквадратичного відхилення від розміру досліджуваної зони при використанні математичного апарату нейронної мережі Кохонена

Верхня крива на рис.3.5 відповідає рівномірному розподілу АС, а нижня крива відповідає гаусівському розподілу. Як видно з даного рисунка зі збільшенням розміру досліджуваної зони середньоквадратичне відхилення розташувань центрів кластерів від розташування БС збільшується. Це говорить про те, що зі збільшенням розміру досліджуваної зони точність кластеризації знижується.

На рис. 3.6 надано залежності середньоквадратичного відхилення від розміру досліджуваної зони при використанні алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM.

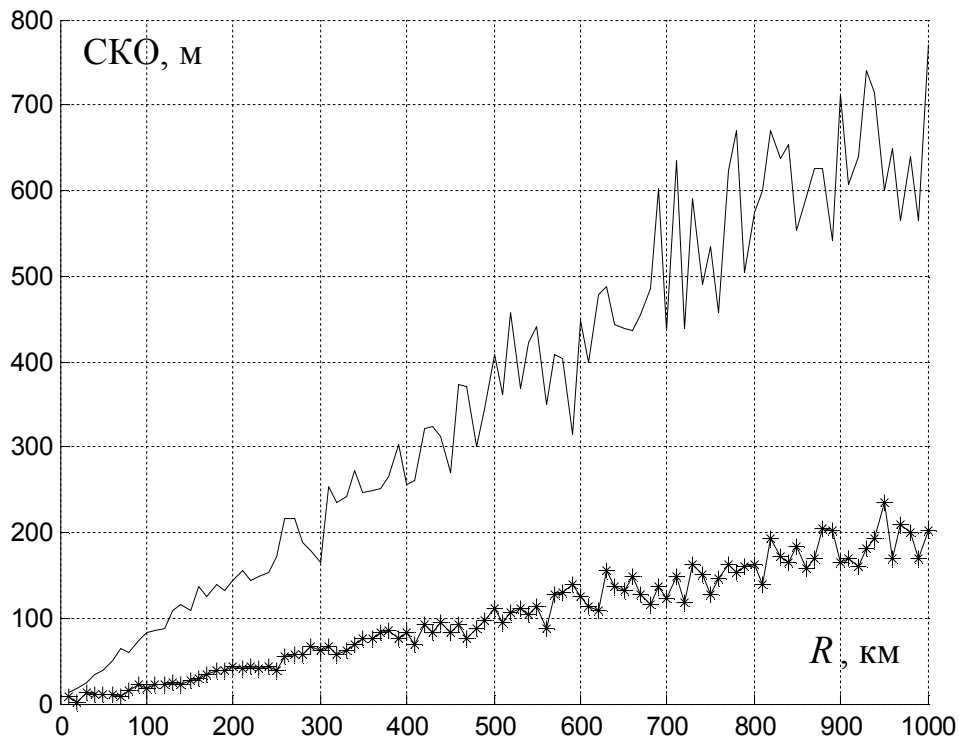


Рис.3.6. Залежності середньоквадратичного відхилення від розміру досліджуваної зони при використанні алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM

Верхня крива на рис.3.6 відповідає рівномірному розподілу АС, а нижня крива відповідає гаусівському розподілу. Порівнюючи залежності, які надано на рис.3.5 і 3.6 можна зробити висновок про те, що алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена, і алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM дають однаковий результат. Але необхідно відзначити, що алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM вимагає попереднього визначення меж кластерів для визначення їх кількості. Отже, при використанні алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM буде потрібно більше часу на кластеризацію ресурсів, що в даному випадку не бажано, так як дані процедури необхідно вирішувати в реальному масштабі часу. Таким чином, для кластеризації ресурсів АС пропонується

використовувати алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена.

Висновки по розділу 3

1. Після виявлення незайнятих частотних каналів первинних користувачів необхідне проведення кластерного аналізу ресурсів для їх подальшого розподілу. Для цього в першу чергу необхідно позиціонувати АС і виявити зони аномальної зміни їх концентрації.

2. Кластеризацію ресурсів запропоновано здійснювати за векторами ознак: 1) координати розташування АС; 2) запитувані ресурси (інтенсивність надходження пакетів від АС, затримка черги, ВСЗШ, швидкості передачі даних користувачів); 3) доступні ресурси (частотно-часові ресурси, просторово-часові ресурси).

3. Розглянуто і проаналізовано алгоритми кластеризації ресурсів: 1) алгоритм кластеризації, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена, 2) алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM.

4. Аналіз показав, що алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена, і алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM дають однаковий результат. Але алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM вимагає попереднього визначення меж кластерів для визначення їх кількості, що підвищує обчислювальну складність методу. Отже, при використанні алгоритму нечіткої кластеризації на основі FCM буде потрібно більше часу на кластеризацію ресурсів, що в даному випадку не бажано, так як дані процедури необхідно вирішувати в реальному масштабі часу. Таким чином, для кластеризації ресурсів АС пропонується використовувати алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена.

РОЗДІЛ 4.

МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПРИ РОЗПОДІЛІ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО РЕСУРСУ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Наступним етапом після виявлення вільних смуг частот і кластеризації ресурсів є розподіл просторово-часового ресурсу між АС. Для забезпечення ЕМС між АС необхідно виділення напрямків приходу сигналів від абонентів, виконати оцінку коефіцієнтів передачі каналів в виділених напрямках і подавлення сигналів, що надходять з усіх невиділених напрямків. При цьому, якщо напрямки надходження сигналів від різних АС збігаються в даний час, то розподіл ресурсів вже буде здійснюватися в частотно-часовій області.

У даному розділі розглядаються адаптивні методи забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі просторово-часового ресурсу в радіолініях мереж мобільного зв'язку, засновані на просторово-часовій обробці сигналів (ПЧОС). На основі ПЧОС розроблено і широко використовуються технології МІМО і адаптивних антенних решіток (ААР). Результати даного розділу опубліковано в роботах [8-10,16-19,25].

4.1. Математична модель радіоканалу для технології МІМО

Важливою перевагою технології МІМО є також те, що на відміну від SISO (Single Input Single Output) вона забезпечує істотну, в два і більше разів, економію частотного ресурсу за рахунок використання декількох просторових каналів в одному і тому ж діапазоні частот.

Разом з тим в лініях зв'язку з системами МІМО має місце цілий ряд специфічних характеристик. Так в цих лініях проходження радіосигналу залежить значною мірою від угруповання об'єктів, розташованих між передавальними і приймальними антенами. При зміні просторового розташування об'єктів в просторі між передавальними і приймальними

антенами і/або в разі мобільних абонентів механізм багатопроменевого поширення сигналу ускладнюється [9,82]. Зі збільшенням швидкостей об'єктів по відношенню до антенних структур вказаний механізм ще більше ускладнюється і, відповідно, ускладнюється завдання розділення каналів на прийомі в системах MIMO [16-19].

У будь-яких теоретичних дослідженнях методів передачі інформації по таким специфічним каналам ключовим є питання про математичну модель каналу. Матриця коефіцієнтів передачі каналу є основною характеристикою каналу MIMO. В основному моделі матриці каналу припускають, що всі канали між передавальними і приймальними антенами являють собою незалежні релеєвські комплексні коефіцієнти передачі. Однак таке припущення не дозволяє враховувати структуру приймальної антенної системи, антенні елементи якої знаходяться в певній просторовій орієнтації, а також відбиття сигналів від певних перешкод (будівель, споруд тощо), які мають своє місце розташування.

У MIMO-системі зв'язку з N_t передавальними і N_r приймальними антенами при $N_t \leq N_r$ вхідний потік даних ділиться на N_t підпотоків. Послідовно-паралельний демультіплексор виконує це розділення. Кожен підпотік після кодування і модуляції випромінюється окремою антеною. Всі N_t підпотоків випромінюються одночасно в одній і тій же смузі частот. Для всіх підпотоків можуть використовуватися ідентичні коди і модулятори.

Вектор прийнятих сигналів $\vec{z}(t)$ являє добуток матриці каналу H на вектор випромінених сигналів $\vec{u}(t)$:

$$\vec{z}(t) = H \vec{u}(t) + \vec{\xi}(t), \quad (4.1)$$

де $\vec{\xi}(t)$ — N_r - мірний вектор шуму.

Далі в приймальнику вирішується задача розділення і оцінки випромєнених N_t сигналів.

Матриця коефіцієнтів передачі каналу

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \dots & h_{2N_t} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & \dots & h_{3N_t} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ h_{N_r 1} & h_{N_r 2} & h_{N_r 3} & \dots & h_{N_r N_t} \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

є основною характеристикою каналу МІМО. Аналіз систем з ПЧК в літературі [9,83,84-86] заснований на апріорному припущенні, що такий канал квазістаціонарний. Аналізу статистичних характеристик багатопроменевих каналів мобільного зв'язку присвячено розділ монографії [85], де стверджується, що зниження відношення сигнал / шум в діапазоні 1-2 ГГц, обумовлене завмираннями та описується моделлю Релея. Тривалий час динамічні властивості («швидка» нестационарність) завмирань для мобільних абонентів «гіпнотизували» дослідників систем ПЧК. Досить швидко прийшло усвідомлення того, що є всі підстави для фіксованих служб канал типу МІМО вважати квазістаціонарним, в якому передавальна і приймальна сторони нерухомі і умови поширення радіохвиль з плином часу залишаються приблизно постійними або не змінюються взагалі. У більшості публікацій [83,86,87] передбачається, що коефіцієнти передачі h_{ij} , що входять до складу матриці каналу (4.2) незмінні протягом декількох інтервалів тривалості сигналів. У той же час, ці коефіцієнти змінюються випадковим чином при зміні фіксованих диспозицій передавальних і приймальних антен. Передбачається також, що статистика цих змін підпорядковується Релевському або узагальненому Релевському розподілів.

Також необхідно відзначити, що кожен коефіцієнт h_{ij} , що входить до складу матриці каналу (4.2) може складатися з декількох променів. Крім того, коефіцієнти передачі не є незалежними. Це пояснюється тим, що приймальна антенна система має певну конфігурацію. Для цього розглянемо прийом сигналу N -елементною антенною решіткою (АР).

Припустимо, що N елементів АР розподілені уздовж осі x , як це показано на рис. 4.1.

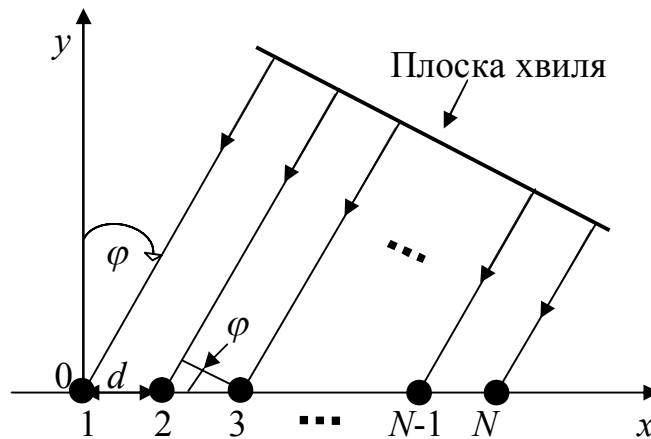


Рис. 4.1. Геометрія N -елементної лінійної еквідистантної АР і плоскої падаючої хвилі

Початок координат обрано в точці розташування крайнього лівого елемента решітки з номером 1. Міжелементну відстань позначено літерою d .

Для такої АР сигнал на виході n -го антенного елемента:

$$u_n(t) = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin \varphi\right) \exp(j\omega_0 t), \quad n = (1 \dots N). \quad (4.3)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$ - циклічна частота;

$$\tau = \frac{d \sin \varphi}{c};$$

c - швидкість поширення електромагнітних хвиль, яку приймають рівною швидкості світла, так як не розглядається вплив середовища;

$\lambda = \frac{c}{f_0}$ - довжина хвилі.

Другий множник в цьому виразі залежить тільки від частоти коливання. Він однаковий для всіх елементів АР і тому не несе інформації про геометрію АР і напрямок приходу хвилі. У багатьох задачах цей множник опускають з розгляду. Перший множник називають комплексною амплітудою сигналу. Саме він має істотне значення в задачах, пов'язаних з просторово-часовою обробкою сигналу.

Позначимо комплексну амплітуду як U_n . Тоді вираз (4.3) приймає вигляд:

$$u_n(t) = U_n \exp(j\omega_0 t), \quad n = (1 \dots N). \quad (4.4)$$

АР являє собою багатоканальну систему, так як хвиля збуджує одночасно N коливань різної амплітуди. Математика дає можливість описати одноманітно всю сукупність сигналів (4.4), якщо ввести вектор комплексних амплітуд \vec{U} і вектор сигналів $\vec{u}(t)$ наступним чином:

$$\vec{U} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ U_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi\right) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d \sin \varphi\right) \end{pmatrix};$$

$$\vec{u}(t) = \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_N(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ U_N \end{pmatrix} \exp(j\omega_0 t) = \vec{U} \exp(j\omega_0 t). \quad (4.5)$$

Загальною моделлю радіоканалу є багатопроменева модель: поле в точці прийому є сумою сигналів з різними амплітудами і випадковими фазами. Основними моделями для опису багатопроменевого каналу є моделі каналів з випадковою структурою (канал з дискретною багатопромінністю, канал із завмираннями, селективними по частоті, канал з рознесеним прийомом, канал з випадковою фазою, канал з селективними завмираннями). Модель багатопроменевого каналу досить наглядно подана у вигляді моделі каналу з дискретною багатопромінністю [86]. Сигнал, що приймається на вході r -го антенного елемента може бути подано у вигляді:

$$\begin{aligned} z_r(t) &= \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^{N_t} [h_{c ln} u_x(t - (n-1)T - \tau_l) + h_{s ln} u_x(t - (n-1)T - \tau_l) + \xi(t)] \\ &0 < t < \infty, \end{aligned} \quad (4.6)$$

де $h_{c ln}$, $h_{s ln}$ - відповідні випадкові синфазна і квадратурна складові коефіцієнти передачі в l -му промені з n -го передавального антенного елемента;

L - загальне число променів в каналі;

τ_l - час запізнювання сигналу в l -му промені;

u_x - відомі реалізації сигналів на прийомі;

$x = (0, 1, \dots, M-1)$ - послідовність інформаційних символів;

M - число позицій маніпуляції;

T - тривалість переданих елементів сигналу;

$\xi(t)$ - випадкова адитивна завада типу білого гаусівського шуму (БГШ).

Будемо вважати, що довжина траси поширення сигналу, як правило, у багато разів більше довжини хвилі несучої радіосигналу. Це дає можливість не враховувати конфігурацію передавальної антенної системи. Тобто можна вважати, що всі сигнали передаються з однієї точки простору. Крім того, з урахуванням лінійності моделі (4.1), а також конфігурації приймальної антенної решітки комплексний коефіцієнт передачі матриці H між r -ю приймальною та n -ю передавальною антенами можна подати у вигляді:

$$h_{rn} = \sum_{l=1}^L (1 + \alpha A_{ul}) \exp\left(j\pi \frac{d}{\lambda} (r-1)(\varphi_{cl} + \beta\varphi_{\phi l})\right), \quad (4.7)$$

$$\text{де } \varphi_{cl} = \sin\left(\frac{Q_l}{180}\pi\right);$$

Q_l - кут приходу сигналу l променя в градусах;

$A_{ul} = \sqrt{y_1^2 + y_2^2}$ - випадкова амплітуда сигналу l променя;

$\varphi_{\phi l} = \arctan \frac{y_1}{y_2}$ - випадкова фаза сигналу l променя;

y_1 та y_2 - випадкові величини, які розподілено за гаусівським законом;

α та β - вагові коефіцієнти, які дозволяють враховувати властивості просторової кореляції приймальної антенної решітки.

Тоді сигнал на вході приймальної антенної решітки буде визначено виразом (4.1). Дана модель дозволяє враховувати конфігурацію приймальної антенної решітки, багатопромінність і координати розташування завад на шляху поширення сигналу у вигляді кутів приходу за основним і відбитим променям. Змінюючи коефіцієнти α і β можна моделювати як повністю корельовані канали при $\alpha = 0$ і $\beta = 0$, так і некорельовані.

4.2. Метод оцінки матриці каналу

На практиці матриця каналу H вимірюється в процесі передачі, і неминучі похибки вимірювання істотно впливають на характеристики МІМО-системи зв'язку [8].

Матрицю каналу H , яка використовується в приймальному при обробці сигналу можна подати у вигляді:

$$H = H_0 + \Delta H,$$

де H_0 — точне значення матриці каналу, невідоме в приймальному;

ΔH — похибка оцінки матриці.

Дослідження показали [8,9,88], що зі збільшенням похибки вимірювання матриці каналу ΔH ймовірність помилки зростає. У більшості випадків похибки вимірювання виникають за рахунок завад в каналах.

Аналіз літератури за статистичними моделям матриці каналу в системі радіодоступу МІМО показав [88], що процеси в радіоканалі МІМО є марківсько-гаусівськими випадковими процесами.

Для оцінки випадкових процесів Кальманом і Бьюси розроблена досить ефективна оптимальна в гаусівському і лінійному наближеннях процедура, що отримала назву «фільтра Калмана-Бьюси». В основі цієї процедури лежить математична модель у вигляді рівняння стану. Для дискретного подання рівняння стану має вигляд:

$$h_0(k+1) = F(k+1, k)h_0(k) + G(k+1, k)\xi(k), \quad (4.8)$$

де $h_0(k)$ - елемент матриці каналу на k -му кроці;

$\xi(k)$ - білий гаусівський шум, що породжує з нульовим середнім;

$F(k+1, k) = \exp\{-\alpha\Delta t_k\}$ - коефіцієнт стану, $\alpha = 1/\tau_{kop}$;

$\tau_{кор}$ - інтервал кореляції;

$\Delta t_k = k - (k - 1)$ - крок;

$G(k + 1, k) = \sqrt{\sigma^2 \exp\{-\alpha\Delta t_k\}(1 - \exp\{-\alpha\Delta t_k\})}$ - коефіцієнт збудження;

σ^2 - дисперсія процесу h_0 .

Алгоритм (4.8) зазвичай доповнюється рівнянням спостереження. Модель спостереження задається лінійним алгебраїчним співвідношенням:

$$h(k) = h_0(k) + \Delta h(k) \quad (4.9)$$

де $\Delta h(k)$ - похибки оцінки матриці ΔH (шум спостереження є білим гаусівським шумом з нульовим середнім).

Сама ж процедура оцінки $\hat{h}_0(k)$ має такий вигляд:

$$\hat{h}_0(k) = F(k, k - 1)\hat{h}_0(k - 1) + K(k)[h(k) - F(k, k - 1)\hat{h}_0(k - 1)], \quad (4.10)$$

де $K(k)$ - коефіцієнт, що забезпечує стійкість і оптимальну швидкість збіжності алгоритму до сталого стану.

Даний коефіцієнт у фільтрі Калмана-Бьюси підлягає рекурсивному обчисленню на кожному кроці згідно алгоритму:

$$K(k + 1) = P(k)N_{\Delta h}^{-1}(k), \quad (4.11)$$

де $N_{\Delta h}(k)$ - спектральна густина потужності шуму спостереження;

$P(k)$ - апостеріорна дисперсія помилки оцінки підлягає рекурсивному обчисленню на кожному кроці згідно алгоритму:

$$P(k + 1) = F(k + 1)V(k)F^T(k + 1) + G(k)N_{\xi}(k)G^T(k), \quad (4.12)$$

де $N_{\xi}(k)$ - спектральна густина потужності шуму $\xi(k)$;

$V(k)$ - апіорна дисперсія помилки оцінки.

Рівняння для апіорної дисперсії має вигляд:

$$V(k+1) = [I - K(k)]P(k+1). \quad (4.13)$$

4.3. Метод забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільних зв'язку

4.3.1. Просторово-часова обробка сигналів

Одним з перспективних методів підвищення завадостійкості і забезпечення ЕМС ММЗ є просторово-часова обробка сигналів (ПЧОС). Під ПЧОС в загальному випадку розуміють деяку сукупність дій над сигналами, прийнятими в різних точках простору, що дозволяє з максимальною якістю витягти з них корисну інформацію, яка в них міститься.

Алгоритми ПЧОС поділяються на структурні і неструктурні [89]. Для неструктурних алгоритмів характерні: структурна чутливість до зміни СЗО, вузька спеціалізація для конкретних видів сигналів, необхідність наявності апіорної інформації про сигнал, завади і шум. Використання структурних методів призвело до створення адаптивних антенних решіток (ААР) і адаптивних компенсаторів завад.

ААР дозволяють вирішити задачу поліпшення відношення сигнал/ (завала+шум) в лінійній частині приймача [89]. У цьому випадку рішення знаходиться шляхом лінійного зважування та складання сигналів в каналах прийому. При цьому сигнал на виході загального суматора дорівнює:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i z_i(t),$$

де N – число гілок рознесення або число антенних елементів (АЕ);

w_i - ваговий коефіцієнт i - го АЕ;

$z_i(t)$ - суміш сигналу, завади і шуму на i - му АЕ.

4.3.2. Алгоритм адаптивної антенної решітки, який синтезовано для динамічної сигнально-завадової ситуації

Для ММЗ властива нестационарна СЗО. За нестационарною СЗО відбуваються просторово-часові зміни параметрів сигналу і завади. Ці зміни можуть відбуватися через впливи середовища поширення радіохвиль, переміщення приймача або передавача завади та інші причини. Для такої СЗО рівняння стану вектора вагових коефіцієнтів (ВВК) матиме загальний вигляд [10,89]:

$$d\vec{W}(t)/dt = F(t)\vec{W}(t) + G(t)\vec{\eta}(t), \quad (4.14)$$

де $F(t)$ і $G(t)$ є відповідно: матрицями стану і інтенсивностей змін параметрів сигналів і завад (елементи f_{ij} , $i, j = \dim \vec{W}(t)$, є величинами, зворотними коефіцієнтам взаємної кореляції між i і j компонентами);

$\vec{\eta}(t)$ - вектор білого гаусівського шуму, що породжує, зі спектральною густиною потужності N_η .

Для нестационарної СЗО розроблено процедури [90], що визначають стан ВВК в динаміці:

$$\frac{d\vec{W}(t)}{dt} = F(t)\vec{W}(t) + P(t)R_{zz}(t)N_{\xi}^{-1} \left[R_{zz}(t)\vec{W}(t) - r_{zu}(t) \right], \quad (4.15)$$

де $R_{zz}(t)$ - матриця просторової кореляції вхідних сигналів $\vec{z}(t)$;

N_{ξ} - діагональна матриця спектральної густини потужності шумів спостереження;

$r_{zu}(t)$ - вектор взаємної просторової кореляції між сигналами $\vec{z}(t)$ і $\vec{u}(t)$;

$P(t)$ - матриця значень апостеріорної дисперсії оцінки ВВК $\vec{W}(t)$, яка визначається з рівняння Ріккати:

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)R_{zz}(t)N_{\xi}^{-1}R_{zz}(t)P(t) + G^T(t)N_{\eta}G(t). \quad (4.16)$$

Для дискретного випадку процедура (4.15) буде мати вигляд:

$$\vec{W}(k+1) = (I + F(k))\vec{W}(k) + P(k)R_{zz}(k)N_{\xi}^{-1} \left[R_{zz}(k)\vec{W}(k) - r_{zu}(k) \right], \quad (4.17)$$

де I - одинична матриця;

k - крок (дискретний час).

За допомогою імітаційного моделювання проведено аналіз швидкості збіжності та ефективності алгоритму (4.17). В якості вихідних даних були взяті такі значення: початкові кути приходу сигналу $\Theta_c = 60$ градусів, завади $\Theta_n = -80$ градусів, при зміні кута приходу сигналу на кожному кроці роботи алгоритму на $\Delta\Theta = 0.0667$. При цьому зміна кута приходу сигналу за 300 кроків досягає 20 градусів.

На рис.4.2 надано криві відношення сигнал / завада + шум (ВСЗШ) на виході ААР на кожному кроці роботи алгоритму при різній кількості приймальних антен. Крива 1 відповідає випадку використання $N = 2$ приймальних антен, крива 2 - $N = 4$ приймальних антен, і крива 3 - $N = 8$ приймальних антен.

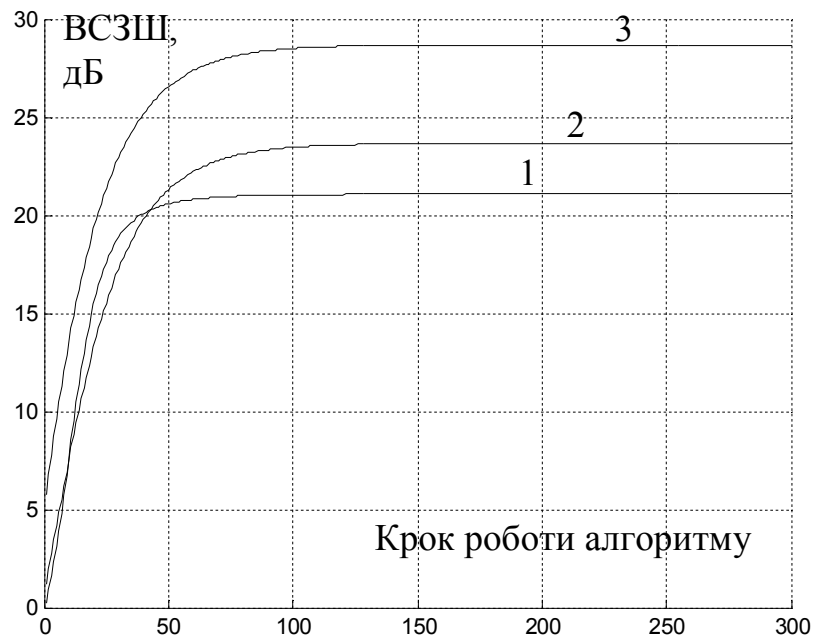


Рис.4.2. Відношення сигнал / завада + шум на виході ААР на кожному кроці роботи алгоритму, синтезованого для динамічної СЗО при різній кількості приймальних антен

З наведених графіків видно, що при досягненні свого потенційного значення ВСЗШ залишається незмінним, при тому, що кут приходу сигналу змінюється.

Проведено дослідження ефективності алгоритму (4.17) в залежності від кількості антенних елементів. Для цього експерименту взяті кути приходу сигналу $\Theta_c = 0$ градусів, кут приходу завади $\Theta_n = -20$ градусів, тобто вивчався випадок близького розташування джерел сигналу і завади. На рис. 4.3 надано графіки залежності ВСЗШ від кількості антенних елементів N при значенні сигнал / завада $P_c/P_n = 0$ дБ, при різних відношеннях сигнал / шум $P_c/P_{ш}$.

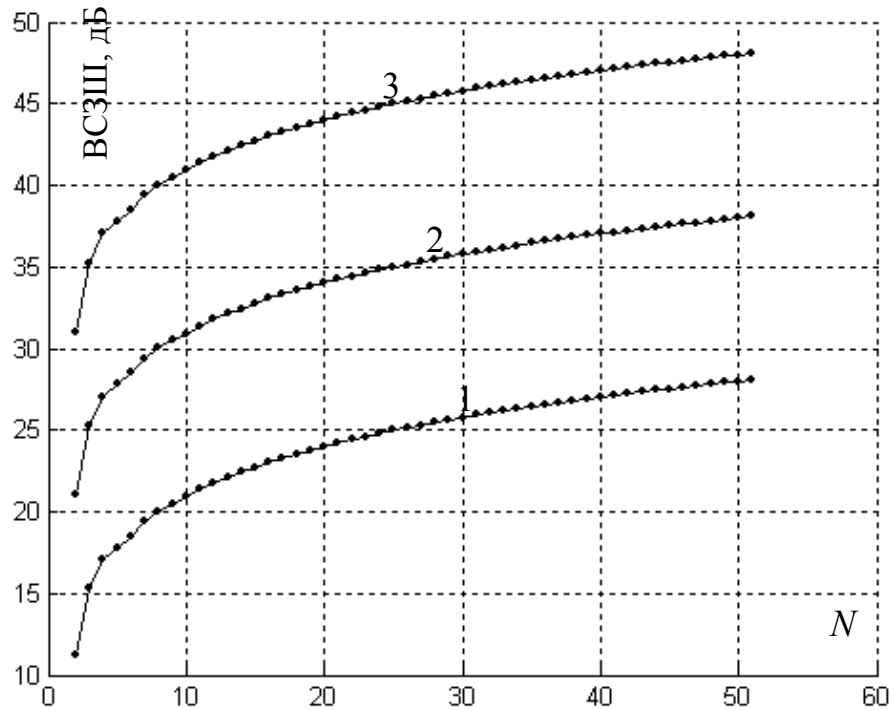


Рис.4.3. Залежність ВСЗШ на виході ААР від кількості антенних елементів

Крива 1 (рис.4.3) відповідає значенню $P_c/P_{ш} = 10$ дБ, крива 2 відповідає $P_c/P_{ш} = 20$ дБ та, крива 3 відповідає $P_c/P_{ш} = 30$ дБ. Аналіз ААР малої і великої розмірності показує, що з ростом числа антенних елементів від 2-х до 15-ти, ефективність зменшення 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.

Таким чином, для засобів мобільного зв'язку можна рекомендувати алгоритми ААР, синтезовані на основі методів калманівської фільтрації формування ВВК з кількістю антенних елементів, яка дорівнює 4...15.

4.3.3. Розробка просторово-часового доступу на основі модифікованої технології MIMO

При когнітивному розподілі просторового спектра кожна АС мережі повинна безперервно виконувати моніторинг просторового спектра на наявність вільних каналів в напрямку БС. Результати аналізу передаються БС, і вона приймає остаточне рішення щодо придатності просторового каналу [10]. При прийнятті рішення БС спирається на результати аналізу спектра, інформацію про місцезнаходження, а також на результати кластеризації ресурсів.

Задача розподілу просторово-часового ресурсу може бути вирішена на основі просторово-часового доступу (ПЧД), коли кожному з активних абонентів направляється вузький промінь, ширина якого може складати декілька градусів. В якості антени може бути використана антенна решітка [9,10] або ж одна або декілька гібридних багатопроменевих антен (БПА).

Організація зв'язку з ПЧД може бути здійснена в три етапи.

Першим етапом є організація заявки на зв'язок з АС. В даному випадку заявка на зв'язок БС приймає по широкому променю. Підвищення ймовірності прийому заявки може бути забезпечено за допомогою широкосмугового завадостійкого сигналу.

Другим етапом є визначення напрямку приходу сигналу абонента. Дане завдання може бути вирішено за допомогою відомих методів оцінки просторового спектра, заснованих на виділенні і оцінці компонент адитивної суміші сигналів, що надходять з різних напрямків.

Для детермінованих сигналів оцінка вектора значень напрямку приходу сигналів $\vec{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)^T$ проводиться за допомогою перетворення Фур'є:

$$\theta_m(\omega_l) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} \theta_m(t) e^{-j\omega_l t} dt, \quad (4.18)$$

де $\omega_l = \frac{2\pi}{T}(l_1 + l)$ - значення просторової частоти, що визначаються за вибіркою на інтервалі T , з урахуванням еквідистантного розташування $l = 1, 2, \dots, N$ щодо 1-го антенного елемента.

Для випадкових сигналів частіше використовують алгоритми Music, Esprit та інші процедури, які засновано на отриманні власних значень матриці просторової кореляції R_{zu} . Однак, процедура, що заснована на виділенні власних значень, є досить громіздкою, оскільки вимагає великого обсягу вибірки, частіше є процедурою, яка розходиться (або слабо обумовлена). Крім того, виникають помилкові відмітки, що є результатом параметрів, які заважають. До параметрів, які заважають можна віднести сигнали інших станцій, прийом за побічними пелюстками, а також власні шуми. Тому дані методи не завжди дозволяють зробити впевнену оцінку елементів просторового спектра. Більш того, для ММЗ дані завдання необхідно вирішувати в реальному масштабі часу при наявності динамічної СЗО.

В роботі [91] запропонована процедура формування просторового спектра, кожне відлікове значення якої супроводжується алгоритмом адаптивного подавлення випромінювань, що знаходяться за межами виділеного просторового вікна. У даній роботі пропонується рекурсивна процедура оцінки просторового спектра. Таким чином, переходячи від одного просторового вікна до іншого, на кожному переході формуються нулі діаграми спрямованості, які орієнтовано на інші напрямки приходу сигналів.

Процедура складається з трьох основних рекурсивних складових:

- 1) виділення просторового вікна;
- 2) подавлення сигналів, що приходять з усіх невиділених напрямків;
- 3) рекурсивне визначення позначки відповідності амплітуди і просторової фази в виділеному вікні.

Обмеження на ширину вікна визначається виходячи з числа і спрямованості антенних елементів [10,91].

У першій фазі циклу формується просторове вікно за допомогою управляючого вектора:

$$\vec{V}(\theta) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) \cdot d \cdot \sin \frac{\pi \cdot \theta}{180}\right), \quad (4.19)$$

де n - номер антенного елемента, $n = \overline{1, N}$;

N - кількість антенних елементів;

θ - напрямок просторового вікна.

На другій фазі циклу включається процедура подавлення сигналів, що надходять за побічними пелюстками. Дана процедура може бути реалізована з використанням алгоритму Уїдроу, Калмана-Бьюсі, Апфельбаума або інших відомих алгоритмів управління вектором вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки. Так модифікація алгоритму Апфельбаума для подавлення сигналів поза виділеного вікна має наступний вигляд:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\beta [\vec{z}(k) \vec{W}^T(k) \vec{z}(k) - \vec{V}(\theta)] , \quad (4.20)$$

де β - крокова стала;

k - дискретний час;

$\vec{W}(k)$ - ВВК в момент часу k ;

$\vec{z}(k)$ - вектор вхідних впливів в момент часу k .

Далі виконується рекурсивна процедура визначення позначки відповідності амплітуди і просторової фази у виділеному вікні:

$$P(k+1, \theta) = P(k, \theta) + \vec{W}^T(z(k) \cdot z^T(k)) \vec{W} . \quad (4.21)$$

До початку третьої фази перехідні процеси другої фази повинні бути завершені. При цьому залишається відмітка про сигнал, який потрапляє в захисне вікно.

Третім етапом є надання зв'язку абоненту по вузькому променю, що формується відповідно до заявки БПА. В якості алгоритмів формування пучка вузьких променів можуть бути використані алгоритми ААР (4.15) або (4.17).

При цьому сигнал на виході ААР визначається виразом:

$$y(k) = \vec{z}^T(k) \vec{W} + n(k), \quad (4.22)$$

де n - шуми в каналах прийому.

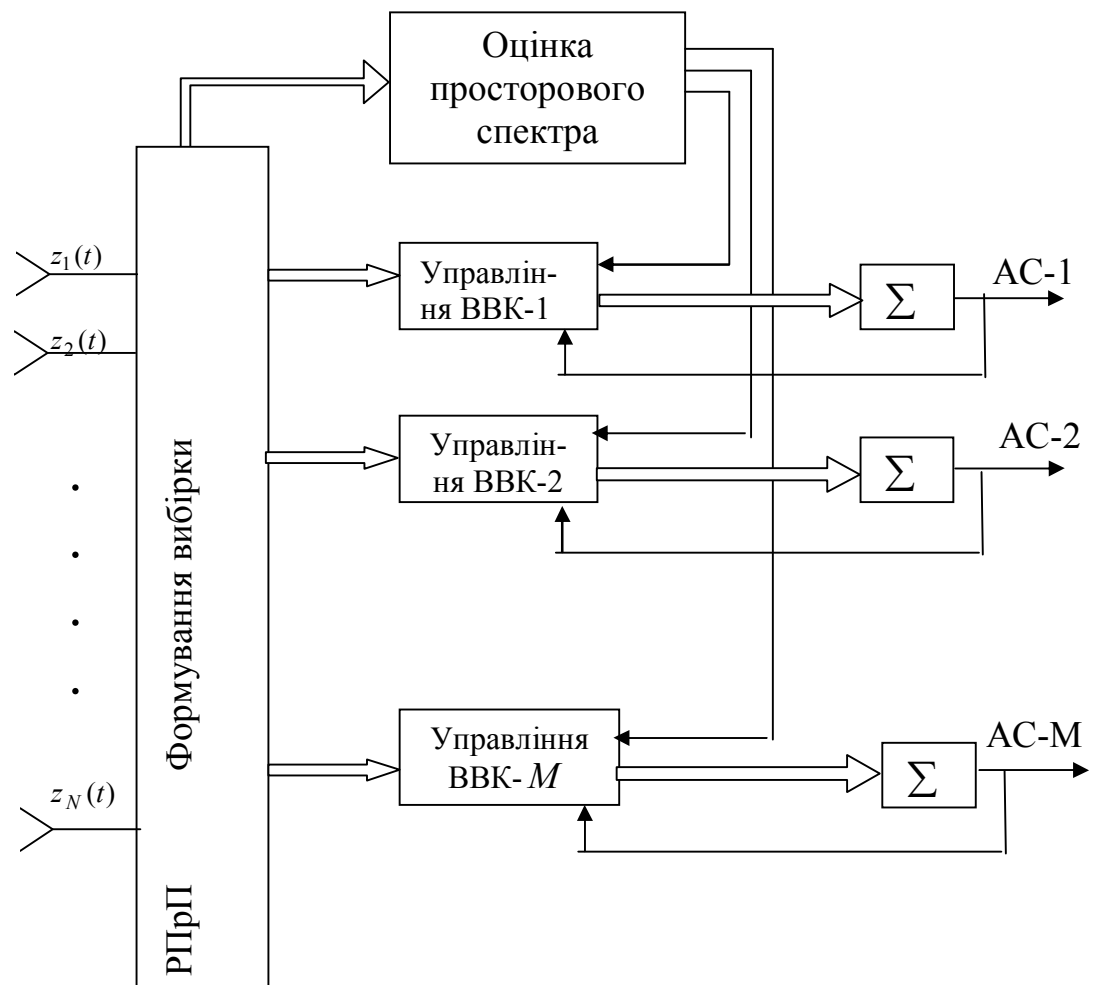


Рис.4.4. Структурна схема організації РЧД

Структурну схему організації ПЧД з N - елементною ААР для забезпечення зв'язку з m АС надано на рис.4.4.

Відповідно до даної схеми в пристрої управління ВВК генерується опорний сигнал $u(k)$ відповідно до апріорної інформації про напрямок приходу сигналу від абонента і формується ВВК згідно з процедурою (4.17). Далі зважений сигнал надходить на суматор, де реалізується процедура (4.22) і приймач. Таким чином, для кожного абонента формується свій вузький промінь діаграми спрямованості (ДС).

На основі розробленої математичної моделі радіоканалу в середовищі Matlab за допомогою математичного моделювання отримані ДС 15-и елементної лінійної еквідистантної ААР (рис.4.5). Як видно з наведеного рисунка головні пелюстки ДС розташовано в напрямках 0, 30, 60 і 90 градусів, що дає можливість передачі сигналів 4-м АС на одній і тій же частоті, але в різному напрямку.

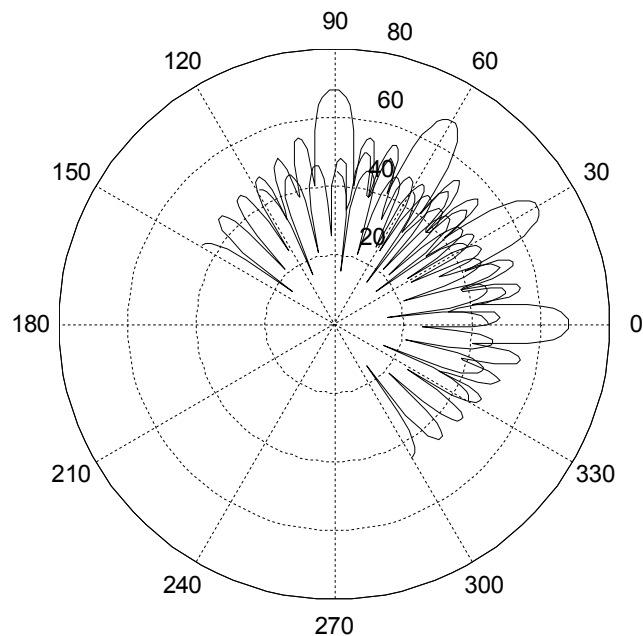


Рис.4.5. Діаграми спрямованості 15-и елементної ААР з головними пелюстками в різних напрямках

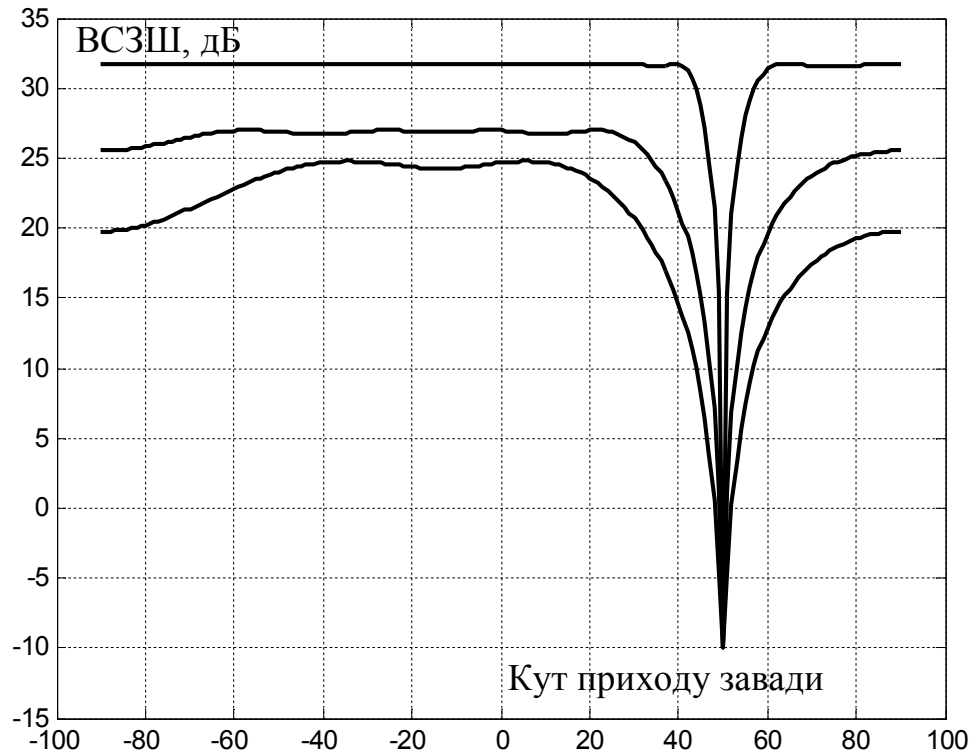


Рис.4.6. Залежності ВСЗШ на виході ААР від кута приходу завади

За допомогою імітаційного моделювання отримано графіки залежності ВСЗШ на виході ААР від кута приходу завади. Залежності отримано при ВСЗШ на вході ААР -10 дБ, кут приходу сигналу становить 50 градусів. На рис.4.6 надано данні залежності при кількості антенних елементів 3 (нижня крива), 5 (середня крива) і 15 (верхня крива). Як видно з даних графіків ВСЗШ на виході ААР вдається підвищити на 30 ... 45 дБ по відношенню до ВСЗШ на її вході. При цьому, коли кут приходу завади наближається до кута приходу сигналу ВСЗШ на виході ААР починає плавно зменшуватися і досягає мінімуму в -10 дБ при збігу кута приходу сигналу і завади, спостерігається так зване «засліплення» ААР.

Висновки по розділу 4

1. Розроблено математичну модель радіоканалу для MIMO технології, що враховує структурні властивості приймальної антени, напрямки приходу сигналів за основним і за відбитими променями.

2. Показано, що на практиці матриця радіоканалу вимірюється в процесі передачі, і неминучі похибки вимірювання істотно впливають на характеристики MIMO-системи зв'язку. Для оцінки матриці каналу мереж мобільного зв'язку з використанням технології MIMO запропонована оптимальна в гаусівському і лінійному наближеннях процедура Калмана-Бьюсі.

3. Розроблено метод забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку. Метод складається з вибору алгоритму адаптивної антенної решітки та розробки просторово-часового доступу.

4. Для MM3 властива нестаціонарна СЗО. При нестаціонарній СЗО відбуваються просторово-часові зміни параметрів сигналу і завади. Ці зміни можуть відбуватися через впливи середовища поширення радіохвиль, переміщення приймача або передавача завади та через інші причини. В якості алгоритму адаптивної антенної решітки запропоновано алгоритм, який синтезовано для динамічної СЗО.

5. Розроблено просторово-часовий доступ на основі модифікованої технології MIMO. Організація зв'язку з ПЧД може бути здійснена в три етапи. Першим етапом є організація заявки на зв'язок з АС. Другим етапом є визначення напрямку приходу сигналу абонента. Третім етапом є надання зв'язку абоненту по вузькому променю, що формується відповідно до заявки БПА.

6. На основі розробленої математичної моделі радіоканалу в середовищі Matlab за допомогою математичного моделювання проведено аналіз ефективності розробленого ПЧД. Аналіз показав, що ВСЗШ на виході

ААР, яка входить в схему організації ПЧД вдається підвищити на 30 ... 45 дБ по відношенню до ВСЗШ на її вході, що забезпечить внутрішньосистемну ЕМС мережі. Аналіз також показав можливість формування вузьких променів діаграми спрямованості, що дає можливість передачі сигналів АС на одній і тій же частоті, але в різному напрямку.

РОЗДІЛ 5.
МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ
СУМІСНОСТІ ПРИ РОЗПОДІЛІ ЧАСТОТНО-ЧАСОВОГО РЕСУРСУ В
МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

У розділі 4 показано, що якщо напрямки приходу від різних АС збігаються в даний час, то розподіл ресурсів необхідно здійснювати в частотно-часовій області. В даному розділі розглядаються адаптивні методи забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі частотно-часового ресурсу в радіолініях мереж мобільного зв'язку, які засновано на використанні алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот і алгоритму розподілу частотного ресурсу із забезпеченням якості зв'язку. Результати даного розділу опубліковано в роботах [14,20-22,24,27].

5.1. Алгоритм розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот

Задача мінімізації смуги частот формулюється таким чином [14,20]. Відомо на даний поточний момент розташування в просторі АС в зоні обслуговування БС у вигляді матриці взаємних відстаней $\|d_{ij}\|, i, j = 1, 2, \dots, M$. Умови спільного використання АС в зоні обслуговування БС визначаються функцією частотно-територіального розносу (ЧТР), яка при розгляді тільки основних і позасмугових характеристик випромінювання і прийому являє собою монотонно спадну функцію допустимої розстройки робочих частот АС Δf від їх взаємного видалення d :

$$\Delta f = g(d). \quad (5.1)$$

Кожній i -й АС потрібно присвоїти робочу частоту $f_i, i = 1, 2, \dots, M$ так, щоб при виконанні умов ЕМС займана ними смуга частот

$$\Delta F = \max_{1 \leq i \leq M} f_i - \min_{1 \leq i \leq M} f_i \quad (5.2)$$

була мінімальною, а її мінімальне значення відповідало б заданій частоті f_{\min} :

$$f_{\min} = 2f_{cp} - \max_{1 \leq i \leq M} f_i. \quad (5.3)$$

За відомою матрицею взаємних відстаней $\|d_{ij}\|$ і заданій функції частотно-територіального розносу (5.1) умови ЕМС АС в зоні обслуговування БС можна записати у вигляді матриці допустимих частотних розстроювань між АС $\|\Delta f_{ij}\|$, елементи якої обмежують вибір робочих частот за допомогою співвідношень:

$$|f_i - f_j| \geq \Delta f_{ij}, (\Delta f_{ij} = g(d_{ij}), i, j = 1, 2, \dots, M, i \neq j). \quad (5.4)$$

Тоді математичне формулювання даної задачі можна надати таким чином. В області, яка визначається обмеженнями (5.3) і (5.4), необхідно знайти такі значення змінних f_i , при яких цільова функція (5.2) приймає найменше значення.

В [92] запропоновано вирішення цієї задачі з використанням методів правильного забарвлення M -вершинного графа. Однак, як було показано в [93], використання цих методів вимагає великих обчислювальних витрат і відповідно досить великого часу на розподіл частотного ресурсу. Для мережі мобільного зв'язку на етапі її функціонування задачу розподілу частотного

ресурсу необхідно вирішувати в реальному масштабі часу з динамічною матрицею взаємних відстаней $\|d_{ij}\|$.

В [94] запропоновано алгоритм вирішення задачі оптимального розподілу частотного ресурсу для фіксованих служб зв'язку, що має обчислювальну складність M^2 , що при досить великій швидкодії обчислювальної техніки дозволить вирішувати це завдання в реальному масштабі часу. Цей алгоритм розроблено на основі використання методу локальної оптимізації - одного з наближених методів дискретного програмування. В даному випадку умовою локальної оптимальності є те, що робоча частота, яка присвоюється черговій АС повинна бути найближчою до присвоєної на попередньому кроці частоті за умови співвідношень (5.4).

Суть цього алгоритму полягає в наступному [92]. Нехай в результаті виконання k кроків алгоритму ($1 \leq k \leq M - 1$) маємо такий розподіл частот $0 = f_{v_1} \leq f_{v_2} \leq \dots \leq f_{v_k}$, де v_i - номери АС, яким присвоєно частоти f_{v_i} ($i = 1, \dots, k$). Тоді відповідно до умови локальної оптимізації номер v_{k+1} чергової АС на $k + 1$ кроці алгоритму визначається зі співвідношення:

$$v_{k+1} = \arg \min_{\substack{1 \leq i \leq M \\ i \neq v_1, \dots, v_k}} \max_{1 \leq l \leq k} (\Delta f_{iv_l} - f_{v_k} + f_{v_l}), \quad (5.5)$$

де Δf_{iv_l} - розстройка частот між i -ю АС (станція, якій не присвоєна частота)

і v_l АС (станція, якій присвоєна частота);

f_{v_k} - частота, яка присвоєна на k -му кроці;

f_{v_l} - частота, яка присвоєна v_l -й станції.

Таким чином, визначаються максимальні елементи в кожному стовпці матриці частотних розстроювань $(\Delta f_{iv_l} - f_{v_k} + f_{v_l})$ між АС з уже присвоєною частотою і не присвоєною і потім знаходиться мінімальний елемент. Він і визначає номер v_{k+1} чергової АС.

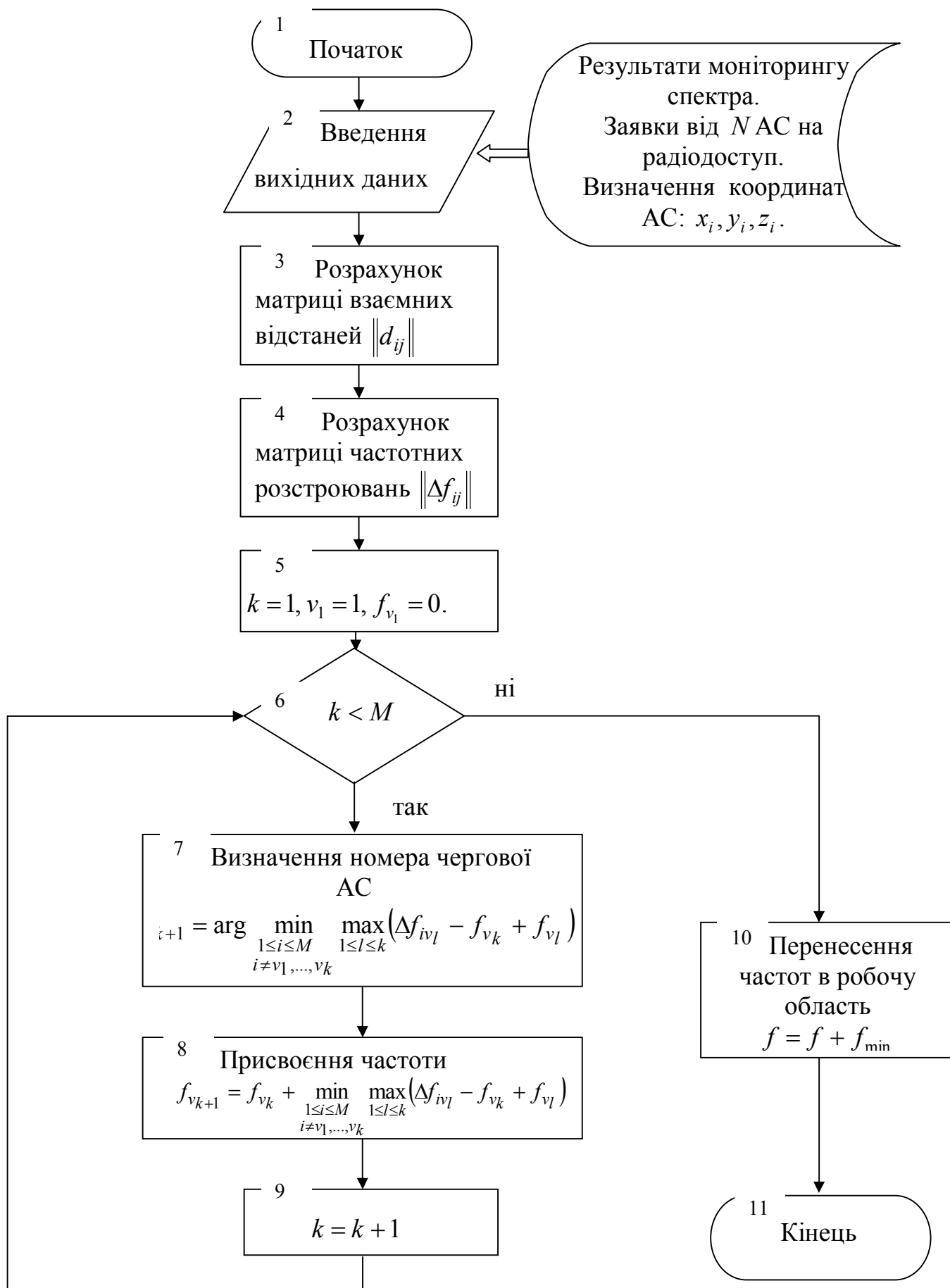


Рис. 5.1. Структурна схема алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот

Положення на частотній осі визначається з виразу:

$$f_{v_{k+1}} = f_{v_k} + \min_{\substack{1 \leq i \leq M \\ i \neq v_1, \dots, v_k}} \max_{1 \leq l \leq k} (\Delta f_{iv_l} - f_{v_k} + f_{v_l}). \quad (5.6)$$

В якості початкової точки вибирається довільний номер АС. Для виконання умови (5.3) задачі оптимізації смуги частот необхідно всі отримані частоти збільшити на f_{\min} , що не порушить виконання співвідношень (5.4).

Структурна схема алгоритму розподілу частотного ресурсу надана на рис.5.1.

Мережі LTE використовують технологію OFDM. Вилучення заборонених частот із загальної смуги частот мережі відбувається наступним чином. Символ OFDM - це група піднесучих частот, яка в даний момент переносить біти паралельних цифрових потоків. Комплексна огинаюча одного OFDM-символу тривалістю T , який починається в момент часу $k\Delta t$, має вигляд [14]:

$$\dot{U}_{ck} = \dot{U}_c(k\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{U}_i e^{jik \frac{2\pi}{N}}, \quad (5.7)$$

де \dot{U}_i - комплексний символ, який визначає амплітуду і початкову фазу i -ї піднесучої OFDM-сигналу;

N - число піднесучих в OFDM-символі.

У разі, коли відомо, на яких частотах не можна вести передачу даних в мережі, треба вилучити випромінювання на цих частотах, попередньо перерахувавши, які піднесучі збігаються з забороненими частотами. Якщо потрібно вилучити випромінювання на i -й частоті мережі, то при формуванні OFDM-символу потрібно \dot{U}_i прирівняти до нуля. Рознос між піднесучими частотами становить 15 кГц.

Для оцінки ефективності алгоритму (5.6) проведено обчислювальний експеримент на ЕОМ. Нехай в результаті моніторингу спектра не зайнятою смугою частот виявилася смуга від 2,25 ГГц до 2,5 ГГц виділена для передачі АС в напрямку БС. Смуга в межах від 2,1 ГГц до 2,2 ГГц виявилася зайнятою. Таким чином, в діапазоні від 2,25 ГГц до 2,5 ГГц з'явилася так звана «спектральна діра». Результати моніторингу надано на рис. 5.2. Вгорі на рис.5.2 відображена повністю зайнята смуга.

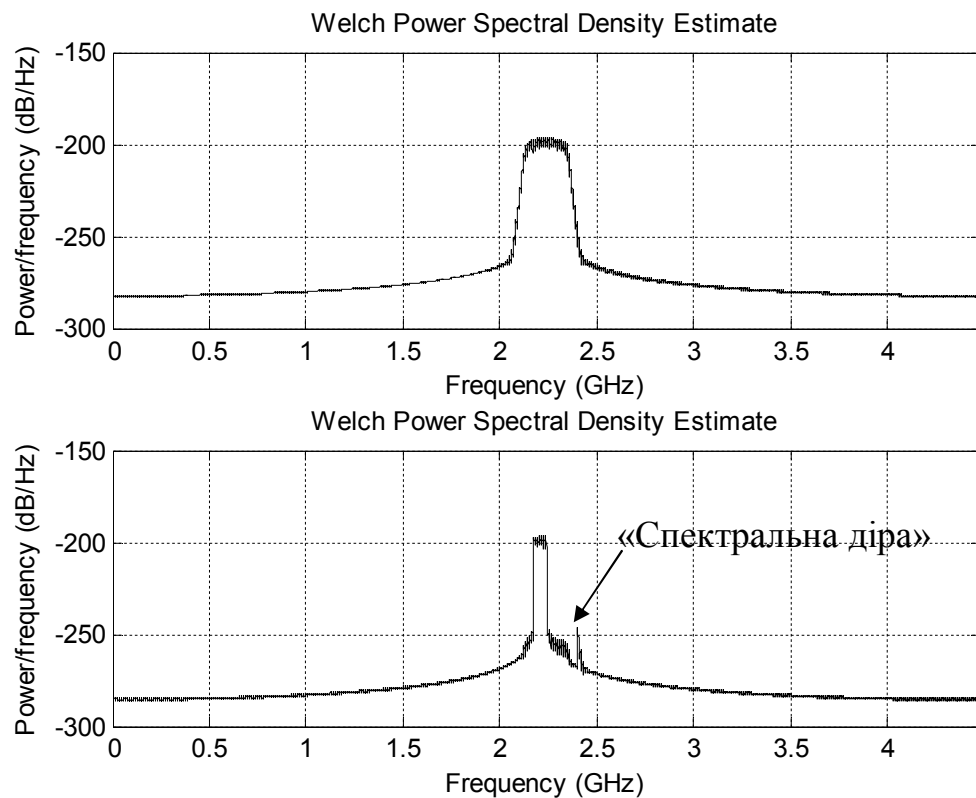


Рис. 5.2. Результат моніторингу спектра мережі LTE

Для моделювання на ЕОМ координати розташування АС вибиралися випадковим чином за гаусівським законом розподілу. Приклад розташування АС показано на рис.5.3. Розрахунок матриці взаємних відстаней $\|d_{ij}\|$ між АС проводився згідно виразу:

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2},$$

де x_i, y_i, z_i - координати розташування i -ї АС.

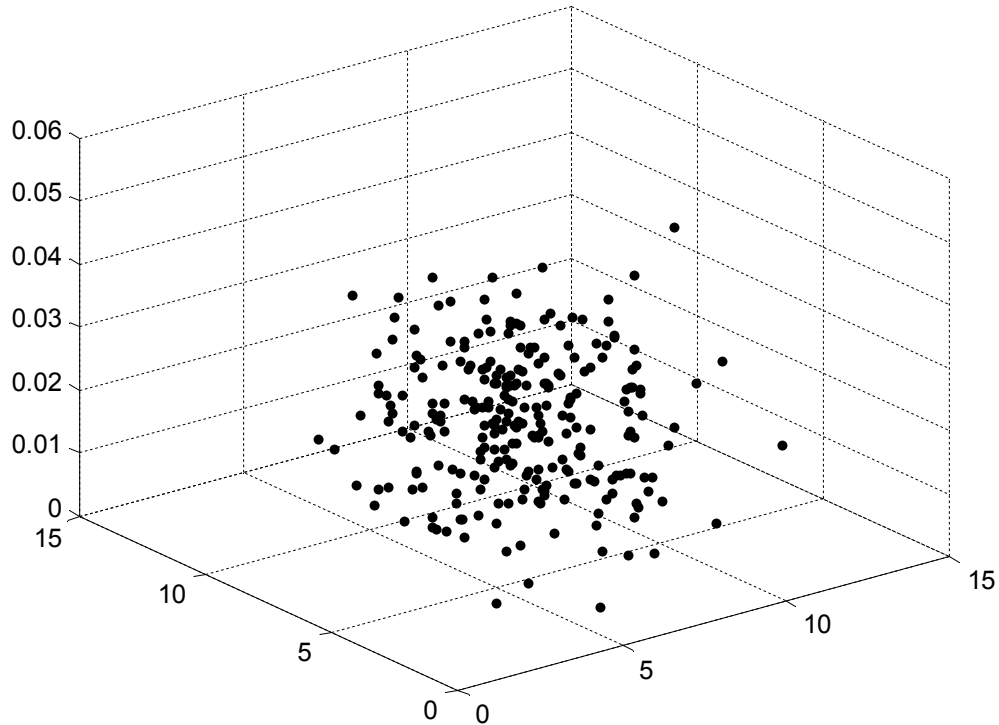


Рис. 5.3. Розташування АС в зоні обслуговування БС мережі LTE

Матриця допустимих частотних розстроювань формувалася за допомогою матриці взаємних відстаней $\|d_{ij}\|$ і функції частотно-територіального рознесення:

$$\Delta f_{ij}(d) = \begin{cases} 15 \text{ кГц}, & 0 < d_{ij} < 0,2 \text{ км}; \\ 6 \sqrt{\frac{0,25}{d_{ij}^2} - 1} \text{ кГц}, & 0,2 \leq d_{ij} < 0,5 \text{ км}; \\ 0, & d_{ij} > 0,5 \text{ км}. \end{cases} \quad (5.8)$$

Відповідно з розглянутим алгоритмом і функцією частотно-територіального рознесення, розташованих випадковим чином АС в просторі

(рис.5.3), проведено розподіл частотного ресурсу між АС в діапазоні від 2,5 до 2,5072 ГГц з відповідним присвоєнням їм частот.

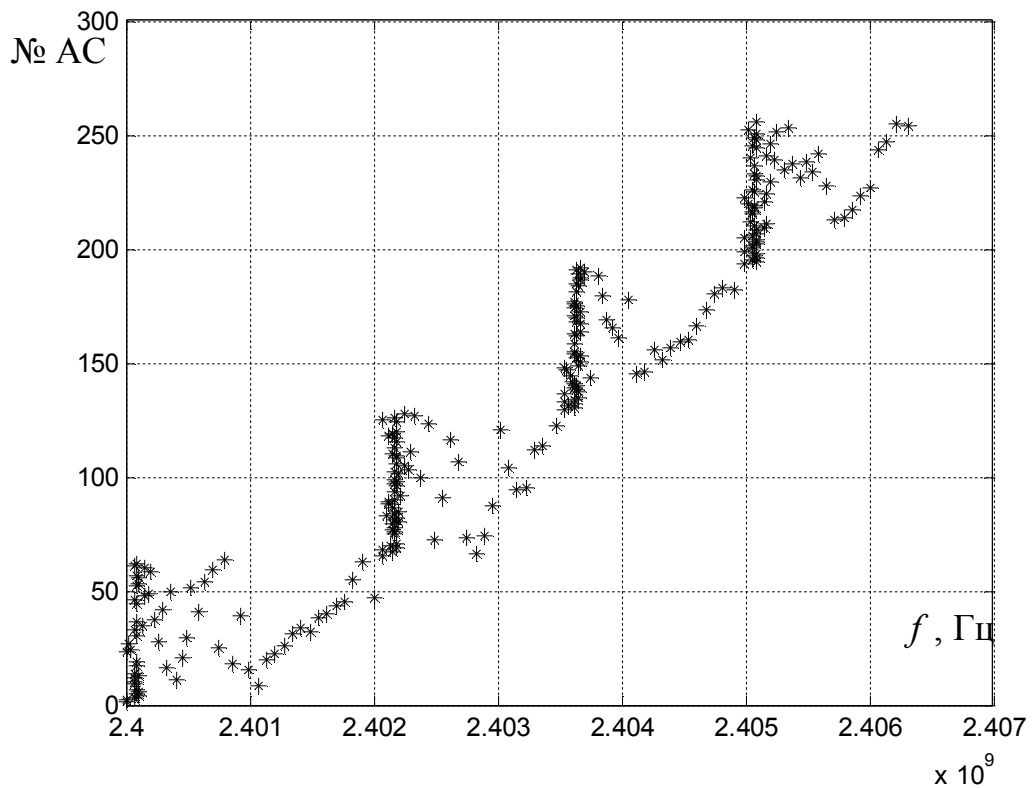


Рис. 5.4. Результат присвоєння частот АС мережі LTE

Приклад такого присвоєння частот показано на рис.5.4. При цьому, як видно з рис.5.4 в межах вільного частотного діапазону виділено 256 додаткових каналів, що дозволяє значно збільшити кількість обслуговуваних АС.

На рис. 5.5. надана залежність ширини смуги частот від кількості обслуговуваних абонентських станцій мережі LTE. Крива 1 на даному рисунку відповідає випадку розподілу частотного ресурсу без використання запропонованого методу, а крива 2 з використанням методу повторного використання частот. При цьому як видно з рис. 5.5 при розподілі частот між 64-а АС смуга частот зменшується на 2,6623 МГц. При розподілі частот між 128-и АС смуга частот зменшується на 5,2996 МГц. При розподілі частот між 192-а АС смуга частот зменшується 9,0163 МГц. А при розподілі частот між

256-а АС смуга частот зменшується на 11,92 МГц. Таким чином, можна зробити висновок про те, що з ростом числа одночасно обслуговуваних АС ефективність методу підвищується.

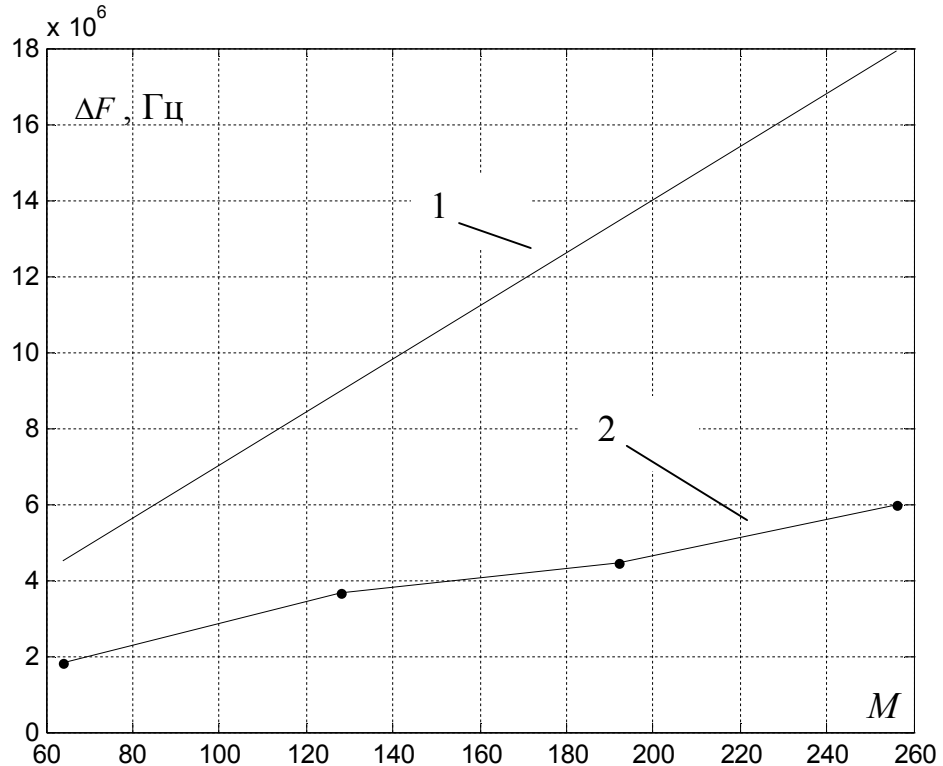


Рис. 5.5. Залежність ширини смуги частот ΔF від кількості абонентських станцій M мережі LTE

5.2. Алгоритм розподілу частотного ресурсу в мережі мобільного зв'язку із забезпеченням якості зв'язку

Після використання алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот необхідне проведення аналізу якості зв'язку та винесення остаточного рішення про присвоєння частот АС. Для вирішення цієї задачі пропонується використання алгоритму розподілу частотного ресурсу в мережі мобільного зв'язку із забезпеченням якості зв'язку.

На даний час, абонентським станціям мереж радіозв'язку проводиться виділення частотного ресурсу (виділення каналів зв'язку) за алгоритмами забезпечення екстремального $Q_{зв}^{\max}$ або необхідного $Q_{зв}^{\text{необх}}$ значення якості зв'язку для пріоритетних або рівноправних каналів зв'язку (КЗ) [95,96]. Критерієм ефективності КЗ виступає якість зв'язку $Q_{зв}$ з допустимими втратами достовірності [97] $Q_{зв}(P_{ном} \leq P_{ном}^{\text{дон}})$ або $Q_{зв}(P_{пр} \geq P_{пр}^{\text{мін}})$, де $P_{ном}$ і $P_{ном}^{\text{дон}}$ - відповідно ймовірність помилкового прийому сигналу і допустима ймовірність помилкового прийому сигналу, $P_{пр}$ і $P_{пр}^{\text{мін}}$ - ймовірність правильного прийому сигналу і мінімально допустима ймовірність правильного прийому сигналу.

Для пріоритетних КЗ управління частотним ресурсом зводиться до призначення АС частоти f з доступного частотного ресурсу $f = \overline{1, n}$ через показник відношення потужності сигналу АС до потужності завади. Загальна постановка задачі оптимального розподілу частотного ресурсу в рівноправних КЗ формулюється таким чином [14,21,22,24,27]. Потрібно знайти вектор розподілу ресурсу $f^n = \{f_1, \dots, f_M\}$ між M АС, при якому буде забезпечена максимально можлива якість зв'язку у всіх сформованих КЗ.

При децентралізованому використанні частотного ресурсу такі завдання вирішуються з метою максимізації середнього числа КЗ, що обслуговуються з необхідною якістю. Це може призвести до того, що в одні КЗ виділяється ресурс, що забезпечує ймовірність правильного прийому, що значно перевищує необхідні значення, а в інші - ресурс, що не забезпечує якість зв'язку. В [96] запропоновано оптимальний розподіл частотного ресурсу на радіомережі здійснювати за критерієм гарантованої якості зв'язку, який в більшості випадків забезпечить максимальну рівномірність якості в угрупованні рівнопріоритетних АС. Для вирішення задачі оптимального розподілу частот в угрупованні АС прийнято критерій виду:

$$f^n = \max_m \min_n Q_{зв}^{(mn)} \left(P_{np}^{(mn)} \geq P_{np}^{\min} \right), n = \overline{1, N}, m = \overline{1, M}, \quad (5.9)$$

де $Q_{зв}^{(mn)}$ - якість зв'язку в КЗ, утворена m -ю АС на n -й частоті.

При такій постановці задачі, призначення частот в угрупованні АС при однакових вимогах до якості зв'язку здійснюється за максимінним критерієм, тобто в якості критерію приймається максимум якості зв'язку в КЗ, утвореному АС в найгіршій СЗО. Завдання призначення частот полягає в наступному. Нехай на радіомережу, що складається з M АС, виділено N КЗ при використанні алгоритму з повторним використанням частот. При призначенні n -ї частоти m -й АС в утвореному КЗ забезпечується ймовірність правильного прийому $P_{np}^{(mn)}$. Потрібно знайти такий варіант призначення частот, при якому буде забезпечуватися максимальна ймовірність правильного прийому в КЗ з АС, що має найгірший стан з точки зору ЕМС. Позначимо через F матрицю розподілу частот, елементи якої f_{mn} приймають значення 0 або 1 і визначаються з наступних умов:

$$f_{mn} = \begin{cases} 1, n - a \text{ частота, яка закріплена за } m - \text{ю АС;} \\ 0, \text{ в іншому випадку.} \end{cases} \quad (5.10)$$

Тоді з множини $\{F\}$ потрібно знайти таку матрицю присвоєння частот $F^* = \{f_{mn}^*\}$ при якій досягається $F^* = \max_{\{F\}} \min_m P_{np}^{(mn)}(f_{mn}^*)$ оптимальний варіант присвоєння частот ($P_{np}^{(mn)}(f_{mn}^*)$ - ймовірність правильного прийому в КЗ, що знаходиться в найгірших умовах при призначенні m -й АС n -ї частоти).

Для розв'язання цієї задачі розраховують значення ймовірності правильного прийому, що подаються у вигляді матриці:

$$P_{np}^{(mn)} = \begin{pmatrix} P_{np}^{11} & P_{np}^{12} & \dots & P_{np}^{1N} \\ P_{np}^{21} & P_{np}^{22} & \dots & P_{np}^{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{np}^{M1} & P_{np}^{M2} & \dots & P_{np}^{MN} \end{pmatrix}. \quad (5.11)$$

Алгоритм розподілу частотного ресурсу мережі наведемо у вигляді такої послідовності операцій:

1. З елементів матриці будується варіаційний ряд:

$$P_{ij}^{(1)} > P_{ke}^{(2)} > \dots > P_{pq}^{(\gamma)} > \dots > P_{rd}^{(v)}, \quad r = \overline{1, M}; \quad d = \overline{1, N}. \quad (5.12)$$

2. На першому кроці приймається $\gamma = M$.
3. Складається матриця $F_{ij}^{(\gamma)}$, вважаючи

$$F_{ij}^{(\gamma)} = \begin{cases} 1, & P_{ij} - P_{ij}^{(\gamma)} \geq 0; \\ 0, & P_{ij} - P_{ij}^{(\gamma)} < 0. \end{cases} \quad (5.13)$$

4. Визначається число M^* незалежних одиничних елементів матриці $F_{ij}^{(\gamma)}$, тобто таких, що ніякі два із зазначених елементів не лежать в одному й тому ж рядку і в одному й тому ж стовпці цієї матриці: якщо $M^* < M$, то $\gamma = \gamma + (M - M^*)$ перейти до п. 3; якщо $M^* = M$, то перейти до п. 5.

5. Складається матриця призначень сформованих КЗ при призначенні частот.

На рис. 5.6 надана схема алгоритму розподілу частот із забезпеченням якості зв'язку.

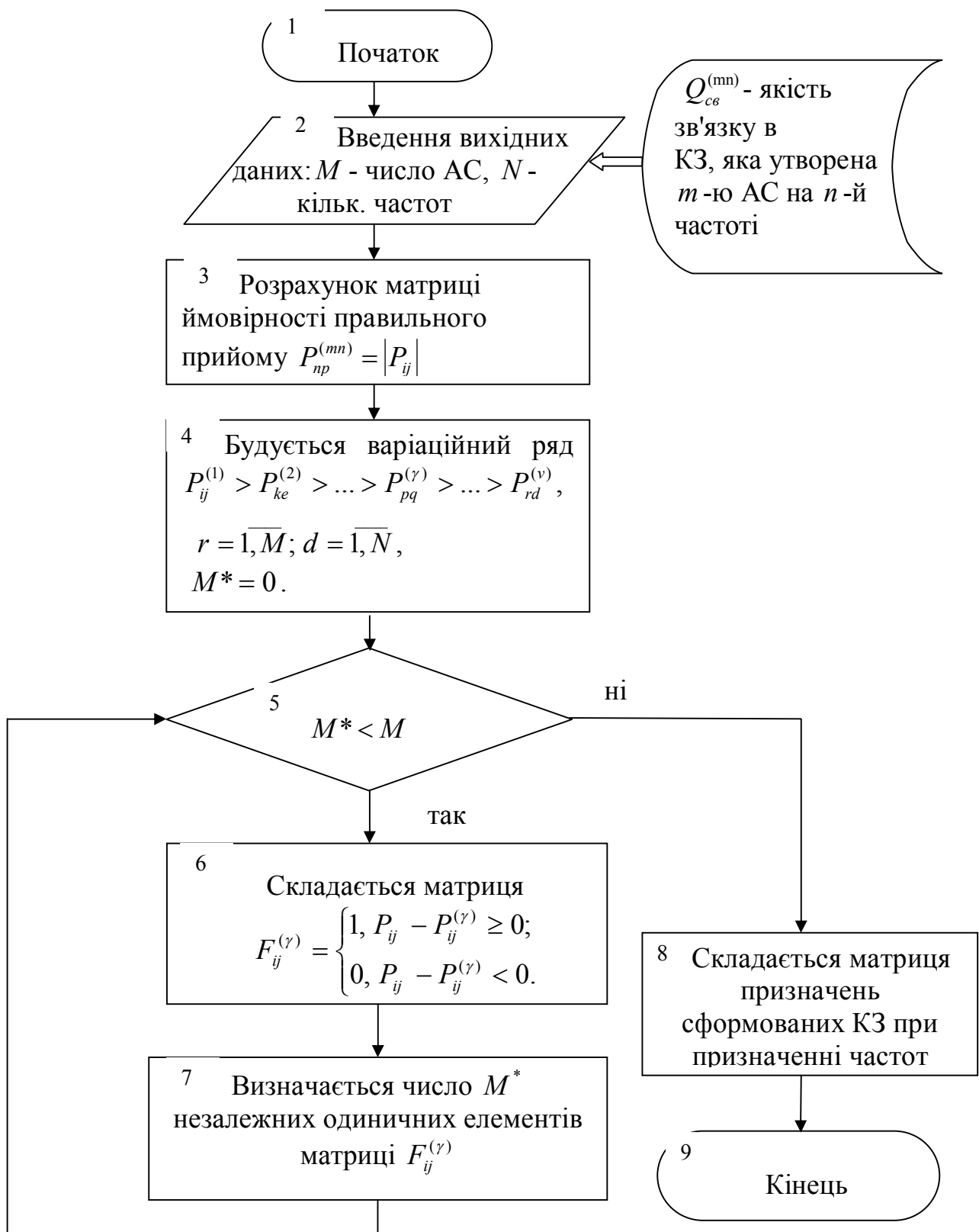


Рис. 5.6. Схема алгоритму розподілу частот із забезпеченням якості зв'язку

За допомогою імітаційного моделювання проведено порівняльний аналіз ефективності застосування даного максимінного алгоритму і алгоритму при децентралізованому розподілі частотного ресурсу [14]. В якості критерію ефективності обрано середнє значення ймовірності правильного прийому m_p і його середньоквадратичне відхилення σ_p .

Експеримент полягав в наступному. Формувалася матриця $P_{np}^{(mn)}$, що складається з випадкових величин, розподілених рівномірно на інтервалі від 0,85 до 1. З цієї матриці здійснювалося присвоєння частот за максимінним алгоритмом і за алгоритмом при децентралізованому розподілі. За мінімально допустиме значення ймовірності правильного прийому обрано $P_{np}^{\min} = 0,99$. Для отримання достовірних результатів аналізу усереднення проводилося за 100 вибірки.

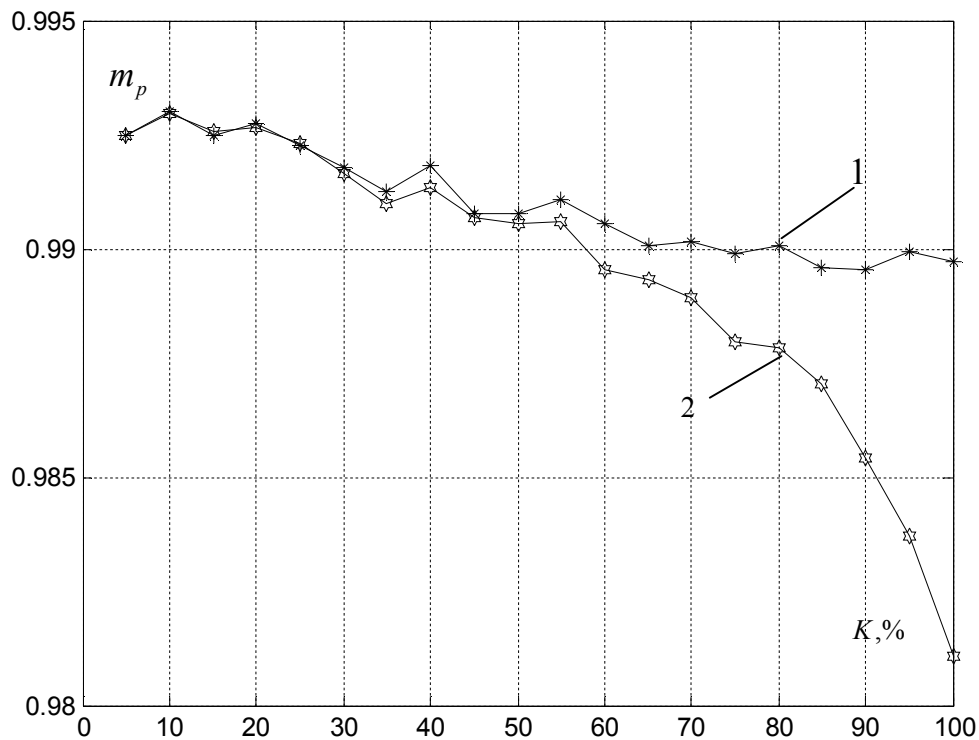


Рис. 5.7. Залежності середнього значення ймовірності правильного прийому від кількості необхідних КЗ

На рис.5.7 надано графіки залежностей середнього значення ймовірності правильного прийому m_p від $K = \frac{M}{N} \cdot 100\%$ - кількості необхідних КЗ.

Крива 1 (рис.5.7) відображає залежність m_p від K при розподілі частот за максимінним алгоритмом, крива 2 (рис.5.7) – залежність m_p від K при децентралізованому розподілі частот. Як видно з даних залежностей, при розподілі частот за максимінним алгоритмом m_p залишається практично незмінним і не виходить за межі $P_{np}^{\min} = 0,99$. При децентралізованому розподілі частотного ресурсу m_p різко знижується з ростом K і при досягненні $K=50\%$ середнє значення ймовірності правильного прийому виявляється нижче допустимого.

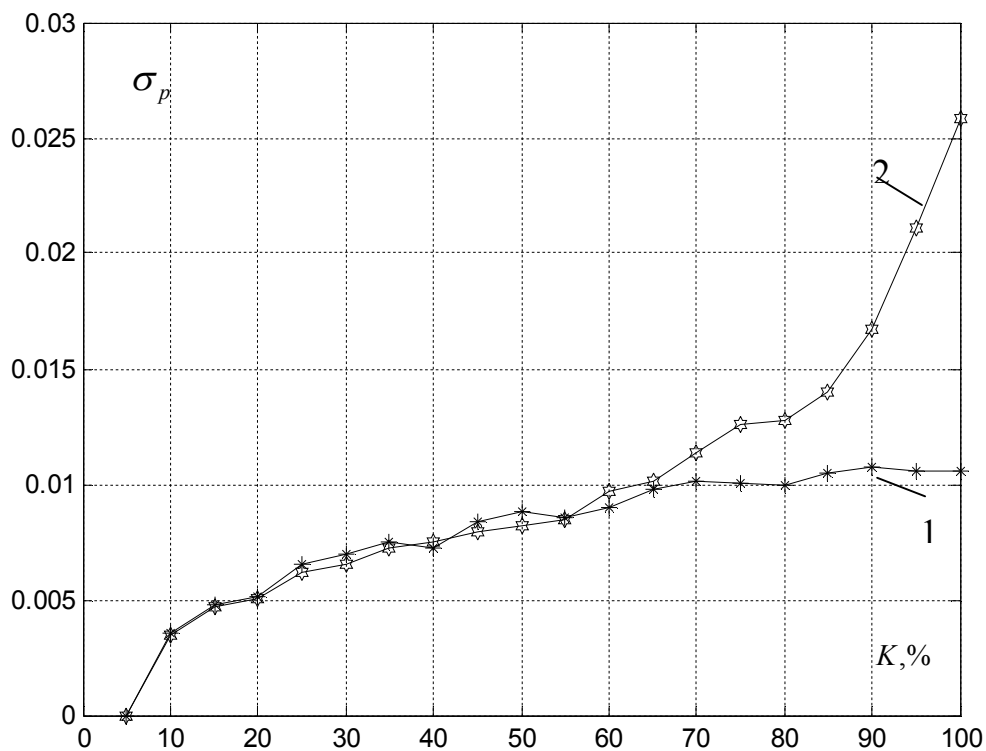


Рис. 5.8. Залежності середньоквадратичного відхилення ймовірності правильного прийому від кількості необхідних КЗ

На рис.5.8 надано графіки залежностей середньоквадратичного відхилення ймовірності правильного прийому σ_p від K . Середньоквадратичне відхилення ймовірності правильного прийому σ_p при максимінному алгоритмі (крива 1, рис.5.8) так само як і середнє значення залишається незмінним в діапазоні зміни $K = 25...100\%$. При децентралізованому ж розподілі частотного ресурсу (крива 2 рис.5.8) спостерігається експоненціальне зростання σ_p , що свідчить про те, що одні АС забезпечені максимальним значенням якості зв'язку, а інші ж отримують ресурс, що не забезпечує якість зв'язку.

Таким чином, застосування максимінного алгоритму розподілу частотного ресурсу дозволяє забезпечити найкращі показники якості послуг в сенсі максимуму середнього значення ймовірності правильного прийому сигналів з його мінімальним середньоквадратичним відхиленням.

Висновки по розділу 5

1. Розроблено метод забезпечення ЕМС при розподілі частотно-часового ресурсу в мережі мобільного зв'язку, який складається з алгоритму розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот і алгоритму розподілу частотного ресурсу, заснованому за критерії гарантованої якості зв'язку.

2. Запропоновано алгоритм розв'язання задачі оптимізації розподілу частотного ресурсу для ММЗ з повторним використанням частот. В основі алгоритму лежить метод локальної оптимізації - один з наближених методів дискретного програмування. В даному випадку умовою локальної оптимальності є те, що робоча частота, яка присвоюється черговій АС повинна бути найближчою до присвоєної на попередньому кроці частоті.

3. За допомогою імітаційного моделювання проведено аналіз ефективності алгоритму оптимізації розподілу частотного ресурсу для мережі

LTE. Отримано залежності ширини смуги частот від кількості АС, що обслуговуються. Аналіз показав, що використання даного алгоритму дозволяє в 2-3 рази скоротити смугу частот. Також можна зробити висновок про те, що з ростом числа АС, які одночасно обслуговуються ефективність алгоритму підвищується.

4. Запропоновано оптимальний розподіл частотного ресурсу в ММЗ здійснювати за критерієм гарантованої якості зв'язку, який в більшості випадків забезпечить максимальну рівномірність якості в угрупованні рівнопріоритетних АС. Запропоновано алгоритм розподілу частотного ресурсу із забезпеченням якості зв'язку. Відповідно до цього алгоритму призначення частот в угрупованні АС при однакових вимогах до якості зв'язку здійснюється за максимінним критерієм, тобто в якості критерію приймається максимум якості зв'язку в КЗ, утвореному АС з найгіршою СЗО.

5. Проведено аналіз ефективності алгоритму розподілу частотного ресурсу із забезпеченням якості зв'язку. Аналіз показав, що при розподілі частот за максимінним алгоритмом середнє значення ймовірності правильного прийому залишається практично незмінним при збільшенні необхідних каналів зв'язку і не виходить за межі $P_{np}^{\min} = 0,99$. При децентралізованому розподілі частотного ресурсу середнє значення ймовірності правильного прийому різко знижується з ростом необхідних каналів зв'язку K і при досягненні $K=50\%$ середнє значення ймовірності правильного прийому виявляється нижче допустимого. Середньоквадратичне відхилення σ_p ймовірності правильного прийому при максимінному алгоритмі залишається незмінним в діапазоні зміни $K = 25\ldots 100\%$. При децентралізованому ж розподілі частотного ресурсу спостерігається експоненціальне зростання σ_p , що свідчить про те, що одні АС забезпечені максимальним значенням якості зв'язку, а інші ж отримують ресурс, що не забезпечує якість зв'язку.

ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

1. Когнітивний розподіл ресурсів в ММЗ передбачає інтелектуальне використання частотного спектра на вторинній основі з урахуванням забезпечення ЕМС як внутрішньосистемної (між РЕЗ ММЗ), так і міжсистемної (між РЕЗ ММЗ і РЕЗ первинних користувачів спектра). Для забезпечення ЕМС при когнітивному розподілі ресурсів в ММЗ необхідне рішення ряду наукових задач:

1) розробка та дослідження алгоритмів виявлення сигналів первинних користувачів;

2) розробка методів кластеризації ресурсів в мережі мобільного зв'язку;

3) розробка та дослідження алгоритмів розподілу просторово-часового ресурсу між АС ММЗ;

4) розробка і дослідження алгоритмів розподілу частотного ресурсу між АС ММЗ.

2. Розроблено алгоритми виявлення сигналів первинних користувачів: алгоритм, побудований на математичному апараті нейронних мереж і алгоритм, побудований на математичному апараті нечіткої логіки. Знайшов подальший розвиток алгоритм, побудований на критерії Вальда.

3. Проведено аналіз ефективності параметричного алгоритма, побудованому на критерії Вальда; непараметричного алгоритма, побудованому на математичному апараті нейронних мереж; непараметричного алгоритма, побудованому на математичному апараті нечіткої логіки і непараметричного алгоритма, побудованому на знакоранговому критерії Вілкоксона. В якості критерію ефективності обрана ймовірність помилки. Отримано графіки залежності ймовірності помилки від відношення потужності сигналу до потужності шуму (ВСШ). В результаті проведеного аналізу дані рекомендації. При апріорній невизначеності щодо параметрів сигналів первинного користувача рекомендується використовувати алгоритм, побудований на нейронній мережі Кохонена або

нечіткої логіки. Якщо ж параметри сигналів первинного користувача відомі і є в базі даних, а також ВСШ перевищує - 3 дБ рекомендується використання алгоритма Вальда.

4. Кластеризацію ресурсів запропоновано здійснювати за векторами ознак: 1) координати розташування АС; 2) запитувані ресурси (інтенсивність надходження пакетів від АС, затримка черги, ВСЗШ); швидкості передачі даних користувачів; 3) доступні ресурси (частотно-часові ресурси, просторово-часові ресурси).

5. Розроблено алгоритм кластеризації, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена. Проведено порівняльний аналіз алгоритма кластеризації ресурсів, який побудовано на математичному апараті нейронних мереж Кохонена та алгоритма нечіткої кластеризації на основі FCM. Аналіз показав, що алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена, і алгоритм нечіткої кластеризації на основі FCM дають однаковий результат. Але алгоритм на основі FCM вимагає попереднього визначення меж кластерів для визначення їх кількості. Отже, при використанні алгоритма на основі FCM буде потрібно більше часу на кластеризацію ресурсів, що в даному випадку небажано, так як дані процедури необхідно вирішувати в реальному масштабі часу. Таким чином, для кластеризації ресурсів АС пропонується використовувати алгоритм, побудований на математичному апараті нейронної мережі Кохонена.

6. Розроблено метод забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільних зв'язку. Метод складається з вибору алгоритма адаптивної антенної решітки та розробки просторово-часового доступу.

7. В якості алгоритма адаптивної антенної решітки запропоновано алгоритм, синтезований для динамічної СЗО. Розроблено просторово-часовий доступ на основі модифікованої технології MIMO. Організація зв'язку з ПЧД може бути здійснена в три етапи. Першим етапом є організація заявки на зв'язок з АС. Другим етапом є визначення напрямку приходу

сигнала абонента. Третім етапом є надання зв'язку абоненту по вузькому променю, що формується відповідно до заявки багатопроменевої антени.

8. На основі розробленої математичної моделі радіоканала проведено аналіз ефективності розробленого ПЧД. Аналіз показав, що ВСЗШ на виході ААР, яка входить в схему організації ПЧД вдається підвищити на 30 ... 45 дБ по відношенню до ВСЗШ на її вході, що забезпечить внутрішньосистемну ЕМС АС. Аналіз також показав можливість формування вузьких променів діаграми спрямованості, що дає можливість передачі сигналів АС на одній і тій же частоті, але в різному напрямку.

9. Розроблено метод забезпечення ЕМС при розподілі частотно-часового ресурсу в мережі мобільного зв'язку, який складається з алгоритма розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот і алгоритма розподілу частотного ресурсу, заснованому за критерії гарантованої якості зв'язку. Проведено аналіз ефективності даних алгоритмів. Аналіз показав, що використання алгоритма розподілу частотного ресурсу з повторним використанням частот дозволяє в 2-3 рази скоротити смугу частот. А алгоритм, заснований на критерії гарантованої якості зв'язку забезпечить максимальну рівномірність якості в угрупованні рівнопріоритетних АС.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Tafazolli, R. (ed) (2006): Technologies for the Wireless Future, volume 2, Wireless World Research Forum, (WWRF), John Wiley & Sons, Chichester, England.
2. Burns P. SDR For 3G. – Boston, Artech House, 2003 – 279 p.
3. S. Haykin, Cognitive radio: brain-empowers wireless communications, IEEE Journal Selected Areas in Communication, vol. 23, no. 2, February 2005.
4. Стандарты ETSI TR 102 682 V1.1.1 (2009-07), ETSI TR 102 683 V1.1.1 (2009-09), ETSI TR 102 745 V1.1.1 (2009-10), ETSI TR 102 838 V1.1.1 (2009-10) .
5. 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.
6. Mitola J. III. Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications// Mobile Multimedia Communications (MoMuC'99), IEEE International Workshop, San Diego, CA, USA, Nov. 1999. – P. 3–10.
7. Резолюция МСЭ-R 58. Исследования, касающиеся реализации и использования систем когнитивного радио.
8. Коляденко Ю. Ю. Метод оценки матрицы канала систем беспроводного радиодоступа WIMAX / Ю. Ю. Коляденко, А. В. Коляденко, А.Д. Муслим // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.. – 2010. – №163. – С. 108–111.
9. Коляденко Ю.Ю. Математическая модель радиоканала для MIMO-систем [Электронный ресурс] / Ю. Ю. Коляденко, А. В. Коляденко// Проблемы телекоммуникацій. – 2012. – No.2 (7). – С. 91–109. – Режим доступа до журн.: http://pt.journal.kh.ua/2012/2/1/122_kolyadenko_mimo.pdf
10. Коляденко А. В. Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении пространственно-временного

ресурса в сетях мобильных связи / А. В. Коляденко // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.. – 2017. – №188. – С. 136–140.

11. Поповский В. В. Метод обнаружения сигналов первичных пользователей в когнитивных радиосетях / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2017. – №2. – С. 7–15. DOI: 10.15588/1607-3274-2017-2-1.

12. Поповский В. В. Алгоритмы обнаружения сигналов при когнитивном распределении ресурсов в сетях мобильной связи / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Вестник связи. – Москва. – 2017. – №5. – С. 48–53.

13. Поповский В.В. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов обнаружения сигналов при когнитивном распределении ресурсов в сетях мобильной связи / В.В. Поповский, А.В. Коляденко // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2017. – Т. 17, № 2. – С. 33–41. DOI: 10.14529/ctcr170203.

14. Поповский В. В. Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении частотного ресурса в мобильных системах связи / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Вісник Національного університету "Львівська політехніка" Серія "Радіоелектроніка та телекомунікації". – 2017. – №874. – С. 25–30.

15. Development of the model for a backhaul network based on the Long Term Evolution technology / [L.Tokar, E. Belousova, A. Kolyadenko et al.] // Eastern European Journal of Enterprise Technologies. – 2017. – №2/9 (86). – PP. 38–44.

16. Итерационные алгоритмы демодуляции сигналов с пространственно-временным кодированием для систем WIMAX / [Ю.Ю. Коляденко, А.Д. Муслим, А.В. Коляденко и др.] // VI-я Международная научно-практическая конференция «Наука и социальные проблемы общества: информатизация и информационные технологии», Харьков, 24-25 мая 2011. - С. 373-374.

17. Муслим А.Д. Сравнительная эффективность методов пространственно-временного кодирования, применяемых в системах WIMAX / А.Д. Муслим, А.В. Коляденко // Материалы XV Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 18-20 апреля 2011. - С. 58-59.

18. Муслим А.Д. Усовершенствование пространственно-временных кодов для систем WIMAX / А.Д. Муслим, А.В. Коляденко // Материалы XV Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 18-20 апреля 2011. - С. 60-61.

19. Коляденко А.В. Анализ характеристик сети беспроводного доступа WIMAX при использовании пространственно-временного доступа до базового ретранслятора/ А.В. Коляденко, Х.М. Иляс // Материалы XVI Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 17-19 апреля 2012. - С. 62-63.

20. Коляденко А.В. Оптимизация распределения частотного ресурса в когнитивных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XVII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 22-24 апреля 2013. - С. 103-104.

21. Коляденко Ю.Ю. Алгоритм распределения частотного ресурса в радиосетях с обеспечением качества связи / Ю.Ю. Коляденко, А.В. Коляденко// Первая Международная научно-практическая конференция «Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии», Харьков, Украина, 9-11 октября 2013. - С. 188-190.

22. Kolyadenko Y. Promising radio networks frequency resource allocation cognitive approach / Y. Kolyadenko, A. Kolyadenko // 5 d International Radio Electronic Forum (IREF'2014) PROCEEDINGS Volume II INTERNATIONAL SCIENTIFIC AND PRACTICAL CONFERENCE «PROBLEMS OF INFOCOMMUNICATIONS. SCIENCE AND TECHNOLOGY» (PICS&T - 2014), Kharkov, Ukraine, October 14-17 2014. - P. 132-134.

23. Коляденко А.В. Решение задачи кластеризации в когнитивных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XVIII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 14-16 апреля 2014. - С. 59-60.

24. Коляденко А.В. Когнитивный подход при распределении частотного ресурса между абонентами в перспективных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XIX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 20-22 апреля 2015. - С. 51-52.

25. Коляденко А.В. Повышение пропускной способности когнитивных радиосетей на основе MIMO технологии / А.В. Коляденко // Материалы XX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 19-21 апреля 2016. - С. 43-44.

26. Коляденко А.В. Кластеризация абонентских станций в сетях операторов мобильной связи при когнитивном распределении ресурсов / А.В. Коляденко // Материалы XXI Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 25-27 апреля 2017. - С. 43-44.

27. Коляденко А.В. Алгоритм обеспечения электромагнитной совместимости и качества связи в сетях мобильной связи при когнитивном распределении частотного ресурса / А.В. Коляденко // Третья Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи ЭМС- 2017», Харьков, 23-24 мая 2017. - С. 17-20.

28. Отчет МСЭ - R M.2242. Cognitive Radio Systems specific for IMT Systems.

29. Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s) (ITU-R M.2134). – 2008. – 8 p.

30. 3GPP TS 36.211 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 11). –2014. – V.11.6.0. – 120 p.
31. 3GPP TS 36.212 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (Release 11). – 2014. – V.11.5.1. – 84 p.
32. 3GPP TS 36.213 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 11). – 2014. – V.11.8.0. – 182 p.
33. Prasad, R. OFDM wireless multimedia communications / R. Prasad, R. van Nee. – London: Artech House, 2000. – 260 p.
34. Прокис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
35. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие / Гельгор А.Л., Попов Е.А./ — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. — 204 с.
36. Tse D. Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication. – New York: Cambridge University Press, 2005. – 583 p.
37. Liu L. Proportional fair scheduling for multi-cell multi-user MIMO systems / L. Liu, Y.-H. Nam, J. Zhang // Conference on Information Sciences and Systems (CISS), 2010. – P. 1-6.
38. Dahlman E. 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold. – Academic Press, 2 ed., 2013. – 544 p.
39. IEEE standard for local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. – 2005. – 840 p.
40. IEEE standard for local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems Amendment 3: Advanced Air Interface. – 2010. – 1112 p.
41. Stocker, A.C. Small-cell mobile phone systems // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1984. – V. 33, No. 4. – P. 269-275.

42. Farber M. Densification in mobile networks and the potential evolution paths of the base station // *Wireless Communication Systems (ISWCS)*, 2011. – P. 181-185.
43. Siomina I. Load balancing in heterogeneous LTE: Range optimization via cell offset and load-coupling characterization / I. Siomina, D. Yuan // *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2012. – P. 1357-1361.
44. A survey on 3GPP heterogeneous networks / A. Damnjanovic, [et. al.] // *IEEE Wireless Communications*. – 2011. – V. 18, No. 3. – P. 10-21.
45. Давыдов А. В. Анализ методов подавления помех в OFDMA-системах, использующих приемные адаптивные антенные решетки / А. В. Давыдов, А. А. Мальцев // *Известия вузов. Радиофизика*. – 2011. – Т.54, № 6. – С. 474- 484.
46. Монзинго, Р. А., Миллер, Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
47. Ермолаев В.Т. Пространственное разделение пользователей в системе мобильной связи с адаптивной антенной решеткой при использовании степенного базиса / В.Т. Ермолаев, М.А. Соколов, А.Г. Флакман // *Известия вузов. Радиоэлектроника*. – 2011. – № 3. – С. 44-50.
48. Transmit Wiener filter for the downlink of TDD DS-CDMA systems / M. Joham, [et. al.] // *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA)*, 2002. – P. 9-13.
49. Spencer Q. H. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels / Q. H. Spencer, A. Lee Swindlehurst, M. Haardt // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2004. – V. 52, No. 2. – P. 461-471.
50. Peel C.B. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—Part I: Channel inversion and regularization / C. B. Peel, B. M. Hochwald, A. Lee Swindlehurst // *IEEE Transaction on Communications*. – 2005. – V. 53, No. 1. – P. 195-202.
51. Hochwald B. M. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—Part II: Perturbation / B. M. Hochwald,

C. B. Peel, A. Lee Swindlehurst // IEEE Transaction on Communications. – 2005. – V. 53, No. 3. – P. 537-544.

52. Karakayali M. K. Network coordination for spectrally efficient communications in cellular systems / M. K. Karakayali, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela // IEEE Wireless Communications. – 2006. – V. 13, No. 4. – P. 56-61.

53. On the Evolution of Multi-Cell Scheduling in 3GPP LTE / LTE-A / E. Pateromichelakis, [et. al.] // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2012. – V. 15, No. 3. – P. 701-717.

54. Enhanced inter-cell interference coordination for heterogeneous networks in LTEAdvanced: survey [Электронный ресурс] / L. Lindbom, [et. al.]. – 2011. – P. 1-18. Режим доступа: <http://arxiv.org/abs/1112.1344v2>

55. 3GPP TR 36.819 Coordinated multi-point operation for LTE physical layer aspects (Release 11). – 2013. – V11.2.0. – 70 p.

56. Sawahashi M. Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTEadvanced [Coordinated and Distributed MIMO] / M. Sawahashi, Y. Kishiyama, A. Morimoto // IEEE Wireless Communications. – 2010. – V. 17, No. 3. – P. 26-34.

57. Guangjie, L. Architecture of GPP based, scalable, large-scale C-RAN BBU pool / L. Guangjie, Z. Senjie, Y. Xuebin // IEEE GLOBECOM Workshop, 2012. – P. 267-272.

58. Survey on Spectrum Management in Cognitive Radio Networks / [I.F. Akyildiz, W.Y. Lee, M. C. Vuran, M. A. Shantidev] // IEEE Communications Magazine. - 2008. - vol. 46. – P. 40–48. - DOI: [10.1109/MCOM.2008.4473090](https://doi.org/10.1109/MCOM.2008.4473090)

59. Ghasemi A. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, challenges, and design trade-off / A.Ghasemi, S.E. Sousa // IEEE Communications Magazine. - 2008. - vol. 46, – P. 32–39. - DOI: [10.1109/MCOM.2008.4473090](https://doi.org/10.1109/MCOM.2008.4473090)

60. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. / А.Е. Охрименко. – М.: Воениздат. - Ч. 1. Основы радиолокации. - 1983. – 456 с.

61. Гурьянов И.О. Когнитивное радио: новые подходы к обеспечению радиочастотным ресурсом перспективных радиотехнологий / И.О. Гурьянов // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. – 2012. – № 8. – С. 5 – 8.

62. Безрук В.М. Выбор незанятых частотных каналов в когнитивных радиосетях/ В.М. Безрук, С.А. Иваненко/ Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС – 2016): Вторая международная научно-техническая конференция, Харьков, 24 -25 мая 2016 г.: тезисы докладов. – Харьков: ХНУРЭ, 2016. - с. 23-24.

63. Куприянов А. И. Теоретические основы радиоэлектронной разведки: учеб. пособие/ А. И. Куприянов, П. Б. Петренко, М. П. Сычев. - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. - 381 с.

64. Вальд, А. Последовательный анализ / А. Вальд. – М.: Физматгиз, 1960. – 328 с.

65. Фу, К. Последовательные методы в распознавании образов и обучении машин / К. Фу. –М.: Наука, 1971. – 256 с.

66. Обнаружение одиночного сигнала известной формы на основе модифицированного последовательного алгоритма Вальда / [С. Н. Ярмолик, А. А. Дятко, П. Н. Шумский, А. С. Храменков] // Труды БГТУ. – 2013. - №6 . - с. 119–122.

67. Ролич М. Л. Методы обнаружения первичных пользователей в когнитивных радиосетях / М. Л. Ролич // Молодой ученый. — 2015. — №20. — С. 70-73.

68. Розенблатт Ф. Принципы нейродинамики. Перцептрон и теория механизмов мозга / Ф. Розенблатт. - М.: Мир, 1965. - 480 с.

69. Минский М. Персептроны / М. Минский, С. Пайперт. - М.: Мир, 1971. - 262 с.

70. Ивахненко А.Г. Системы эвристической самоорганизации в технической кибернетике / А.Г. Ивахненко. – К. : Техніка, 1971. – 372 с.

71. Кохонен Т. Ассоциативные запоминающие устройства/ Т.Кохонен // - М.: Мир, 1982. - 384 с.

72. Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами МАТЛАБ/ С.Д. Штовба / М.: Горячая линия–Телеком, 2007. – 288 с.

73. Стоянов Д. Д. Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов в когнитивных радиосетях: дисс. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Стоянов Дмитрий Драганович. – Ярославль, 2014. – 121 с.

74. Kabalnov Yu. S., Kuztesov I.V. Choice of an optimal configuration of the net-work managing computers// 12 th International Conference “Systems for automation of engineering and research”, Varna (Boulgaria), 1998. – p – 73-77.

75. Разработка алгоритмов кластерного анализа концентрации абонентских устройств в системах мобильной связи / [К.Н. Зотов, И.В. Кузнецов, А.С. Салов, Д.С. Симбирцева, Л.В. Стрельникова] //Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2015. - № 1. - с. 90-96.

76. Зотов К. Н. Повышение эффективности систем сотовой связи на основе релевантной кластеризации местоположения мобильных станций: дисс. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Зотов Кирилл Николаевич. – Уфа, 2014. – 127 с.

77. Jain A.K. and Dubes R.C. Algorithms for Clustering Data. Prentice Hall, Eng-lewood Cliffs, NJ, 1988.

78. Leung K.K., Massey W.A. and Whitt W. Traffic models for wireless commu-nication networks. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 12(8):1353-1364, October, 1994.

79. Кофман А., Введение в теорию нечетких множеств. – М.: Радио и связь, 1982 год, 432 стр.

80. Кацко И.А. Практикум по анализу данных на компьютере / И.А.Кацко, Н.Б.Паклин//. – М.: КолосС, 2009 год, 278 с.

81. Боровков А.А. Математическая статистика/ А.А. Боровков//. – Новосибирск: НАУКА, 1997 год, 771 стр.

82. Telatar I. E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels // Eur. Trans. Tel., vol. 10, no. 6, Nov.-Dec. 1999. pp. 585-595.

83. Парнес М. Адаптивные антенны для системы связи WiMAX / М. Парнес // Компоненты и технологии.- 2007.- №4.- с. 156–158.
84. Gesbert D. From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space – Time Coded Wireless Systems / Gesbert D., Shafi M., Shiu D., Smith P., Naguib A. // IEEE Journal on selected areas in communications.– 2003.– Vol. SAC - 21, No.3.- P. 281-302.
85. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1004 с.
86. Коржик В.И. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник / В.И. Коржик, Л.М. Финк, К.Н. Щелкунов. – М.: Радио и связь, 1981.-232с.
87. Флакман А.Г. Пространственное разделение пользователей в MIMO-системах, использующих параллельную передачу данных / А.Г. Флакман // Изв. вузов. Радиофизика. - 2002. - Т. 45, №11. - С. 986-997.
88. Сюваткин В.С. WiMAX — технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение. / Сюваткин В. С., Есипенко В. И., Ковалев И. П. Сухоробров В. Г. Под ред. В. В. Крылова. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005. — 368 с.
89. Родимов А.П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех / А.П. Родимов, В.В. Поповский. - М.: Радио и связь, 1984.- 272 с.
90. Коляденко Ю.Ю. Модификация режима MIMO системы в условиях воздействия сосредоточенных помех / Ю.Ю. Коляденко, Л.А.Токарь, А.Д. Муслим // Міжнародна науково-практична конференція «Актуальні питання регулювання у сфері телекомунікацій та користування радіочастотним ресурсом» Київ 18-20 травня 2010 р. - с. 51-52
91. Коляденко Ю.Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Ю.Ю. Коляденко // Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань. Вып. 2. 2003 г. С.128- 132.

92. Metzger B.H. Spectrum management technique presented at the 38-th National ORSA Meeting/ Metzger B.H. //Detroit, MI, Fall, 1970.

93. Кристофидес Н. Теория графов. Алгоритмический подход. – М.: Мир, 1978.

94. Ермаков А.И. Алгоритмы оптимизации выделяемой полосы частот для группы однотипных радиоэлектронных средств по условиям обеспечения их ЭМС/Ермаков А.И., Соловьев Н.В.// Радиотехника. Научно-техн. и теор. журнал. - М.: Радио и связь. – 1983. -№3.

95. Коляденко Ю.Ю. Анализ алгоритмов управления частотным ресурсом в системах сотовой связи /Коляденко Ю.Ю. - Международная научная конференция «Интеллектуальные системы принятия решений и прикладные аспекты информационных технологий» (ISDMIT'2006). – Евпатория.: - 2006 г. С.56-57.

96. Будко П.А., Управление ресурсами сети связи подвижных объектов на основе геоинформационных систем /Будко П.А., Рачков В.Е., Иванов С.Н., Дорошев А.В. - Радиотехника. – 2005. - № 12.с. 5-12.

97. Костин А.А. Планирование управления телекоммуникациями /Костин А.А. - Сети и системы связи. – М.: 2002. - №11 (89). - С. 88 - 94.

ДОДАТОК А
АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНИХ
ДОСЛІДЖЕНЬ

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-методичної роботи

Харківського національного університету радіоелектроніки

д.т.н., проф.  В. Рубан

" 26 " _____ 2018 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи Коляденка Олексія Вадимовича за темою "Методи забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі ресурсів в мережах мобільного зв'язку", представлену на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі.

Комісія у складі:

голови – д.т.н., проф., проф. ІКІ Лошаков В.А.;

членів – д.т.н., проф. ІКІ Лемешко О.В.;

к.т.н., доц. каф. ІКІ Токар Л.О.

склала даний акт у тому, що результати дисертаційної роботи Коляденка О. В., а саме:


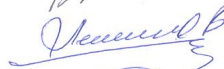

1. Метод забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку, який засновано на вирішенні задачі просторово-часового доступу абонентських станцій до базової станції;

2. Метод кластеризації ресурсів, побудований на математичному апараті нейронних мереж Кохонена;

використано у навчальному процесі кафедри інфокомунікаційної інженерії ХНУРЕ в курсі лекцій та на практичних заняттях дисципліни «Теорія електричного зв'язку».

Голова комісії

Члени комісії

 В.А. Лошаков
 О.В. Лемешко
 Л.О.Токар

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з науково-методичної
роботи
Харківського національного
університету радіоелектроніки

д.т.н., проф. І.В. Рубан

" 2 " 2017 р.



АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи Коляденка Олексія Вадимовича за темою "Методи забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі ресурсів в мережах мобільного зв'язку", представлена на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі.

Комісія у складі:

голови – д.т.н., проф., проф. каф. ІКІ Агеєва Д.В., наукового керівника
НДР № 308 "Нитка-3";

членів – к.т.н., доц. каф. ІКІ Мельникова Л.І. відповідального виконавця
НДР № 308 "Нитка-3";

– к.т.н., проф. каф. ІКІ Пастушенко М.С., виконавця НДР № 308
"Нитка-3" склала даний акт у тому, що результати дисертаційної роботи
Коляденка О.В., а саме:

1. Рекомендації з вибору алгоритму виявлення сигналів первинних користувачів в залежності від сигнально-завадової обстановки і ступеня апіорної невизначеності;

2. Метод забезпечення електромагнітної сумісності при розподілі частотно-часового ресурсу в мережах мобільного зв'язку, який складається з алгоритму з повторним використанням частот і алгоритму, заснованому за критерії гарантованої якості зв'язку; використано у НДР № 308 "Нитка-3" (№ ДР 0116U0000662), яка виконується за держзамовленням в Харківському національному університеті радіоелектроніки.

Голова комісії

 Д.В. Агеєв

Члени комісії

 Л.І. Мельникова

 М.С. Пастушенко

ДОДАТОК Б
СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА
ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Коляденко Ю. Ю. Метод оценки матрицы канала систем беспроводного радиодоступа WIMAX / Ю. Ю. Коляденко, А. В. Коляденко, А.Д. Муслим // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.. – 2010. – №163. – С. 108–111.

2. Коляденко Ю.Ю. Математическая модель радиоканала для МІМО-систем [Електронний ресурс] / Ю. Ю. Коляденко, А. В. Коляденко// Проблеми телекомунікацій. – 2012. – №.2 (7). – С. 91–109. – Режим доступу до журн.: http://pt.journal.kh.ua/2012/2/1/122_kolyadenko_mimo.pdf

3. Коляденко А. В. Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении пространственно-временного ресурса в сетях мобильных связи / А. В. Коляденко // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб.. – 2017. – №188. – С. 136–140.

4. Поповский В. В. Метод обнаружения сигналов первичных пользователей в когнитивных радиосетях / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2017. – №2. – С. 7–15. DOI: 10.15588/1607-3274-2017-2-1.

5. Поповский В. В. Алгоритмы обнаружения сигналов при когнитивном распределении ресурсов в сетях мобильной связи / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Вестник связи. – Москва. – 2017. – №5. – С. 48–53.

6. Поповский В.В. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов обнаружения сигналов при когнитивном распределении ресурсов в сетях мобильной связи / В.В. Поповский, А.В. Коляденко // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2017. – Т. 17, № 2. – С. 33–41. DOI: 10.14529/ctcr170203.

7. Поповский В. В. Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении частотного ресурса в мобильных системах связи / В. В. Поповский, А. В. Коляденко // Вісник Національного університету "Львівська політехніка" Серія "Радіоелектроніка та телекомунікації". – 2017. – №874. – С. 25–30.

8. Development of the model for a backhaul network based on the Long Term Evolushion technology / [L.Tokar, E. Belousova, A. Kolyadenko et al.] // Eastern European Journal of Enterprise Technologies. – 2017. – №2/9 (86). – PP. 38–44.

9. Итерационные алгоритмы демодуляции сигналов с пространственно-временным кодированием для систем WIMAX / [Ю.Ю. Коляденко, А.Д. Муслим, А.В. Коляденко и др.] // VI-я Международная научно-практическая конференция «Наука и социальные проблемы общества: информатизация и информационные технологии», Харьков, 24-25 мая 2011. - С. 373-374.

10. Муслим А.Д. Сравнительная эффективность методов пространственно-временного кодирования, применяемых в системах WIMAX / А.Д. Муслим, А.В. Коляденко // Материалы XV Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 18-20 апреля 2011. - С. 58-59.

11. Муслим А.Д. Усовершенствование пространственно-временных кодов для систем WIMAX / А.Д. Муслим, А.В. Коляденко // Материалы XV Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 18-20 апреля 2011. - С. 60-61.

12. Коляденко А.В. Анализ характеристик сети беспроводного доступа WIMAX при использовании пространственно-временного доступа до базового ретранслятора/ А.В. Коляденко, Х.М. Иляс // Материалы XVI Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 17-19 апреля 2012. - С. 62-63.

13. Коляденко А.В. Оптимизация распределения частотного ресурса в когнитивных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XVII

Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 22-24 апреля 2013. - С. 103-104.

14. Коляденко Ю.Ю. Алгоритм распределения частотного ресурса в радиосетях с обеспечением качества связи / Ю.Ю. Коляденко, А.В. Коляденко // Первая Международная научно-практическая конференция «Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии», Харьков, Украина, 9-11 октября 2013. - С. 188-190.

15. Kolyadenko Y. Promising radio networks frequency resource allocation cognitive approach / Y. Kolyadenko, A. Kolyadenko // 5 d International Radio Electronic Forum (IREF'2014) PROCEEDINGS Volume II INTERNATIONAL SCIENTIFIC AND PRACTICAL CONFERENCE «PROBLEMS OF INFOCOMMUNICATIONS. SCIENCE AND TECHNOLOGY» (PICS&T - 2014), Kharkov, Ukraine, October 14-17 2014. - P. 132-134.

16. Коляденко А.В. Решение задачи кластеризации в когнитивных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XVIII Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 14-16 апреля 2014. - С. 59-60.

17. Коляденко А.В. Когнитивный подход при распределении частотного ресурса между абонентами в перспективных радиосетях / А.В. Коляденко // Материалы XIX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 20-22 апреля 2015. - С. 51-52.

18. Коляденко А.В. Повышение пропускной способности когнитивных радиосетей на основе MIMO технологии / А.В. Коляденко // Материалы XX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 19-21 апреля 2016. - С. 43-44.

19. Коляденко А.В. Кластеризация абонентских станций в сетях операторов мобильной связи при когнитивном распределении ресурсов / А.В. Коляденко // Материалы XXI Международного молодежного форума

«Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, 25-27 апреля 2017. - С. 43-44.

20. Коляденко А.В. Алгоритм обеспечения электромагнитной совместимости и качества связи в сетях мобильной связи при когнитивном распределении частотного ресурса / А.В. Коляденко // Третья Международная научно-техническая конференция «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи ЭМС- 2017», Харьков, 23-24 мая 2017. - С. 17-20.