

Міністерство освіти і науки України  
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет \_\_\_\_\_ Інфокомунікацій \_\_\_\_\_  
(повна назва)  
Кафедра \_\_\_\_\_ Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського \_\_\_\_\_  
(повна назва)

**КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА**  
**Пояснювальна записка**

Рівень вищої освіти \_\_\_\_\_ другий (магістерський) \_\_\_\_\_

Методи підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу в систе-  
мах мобільного зв'язку наступних поколінь.  
(тема)

Виконав:  
студент 2 курсу, групи ІКІм-21-1 \_\_\_\_\_  
Савченко Р.О.  
(прізвище, ініціали)

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(код і повна назва спеціальності)

Тип програми: \_\_\_\_\_ освітньо-професійна  
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма: Інфокомунікаційна інженерія  
(повна назва освітньої програми)

Керівник: професор кафедри ІКІ ім. В.В.Поповського  
Москалець М.В.  
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту  
Зав. кафедри

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Лемешко О.В.  
(прізвище, ініціали)

2022р.

## Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інфокомунікацій  
(повна назва)Кафедра Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського  
(повна назва)Рівень вищої освіти другий (магістерський)Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(код і повна назва)Тип програми освітньо-наукова  
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)Освітня програма Інфокомунікаційна інженерія  
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри \_\_\_\_\_  
(підпис)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022р.

**ЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**студенту Савченко Роману Олександровичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Методи підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу в системах мобільного зв'язку наступних поколінь. Methods for Improving Efficiency of Using the Radio Frequency Resource in Next-Generation Mobile Communication Systems затверджена наказом по університету від «24» жовтня 2022 р. № 1389 Ст

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 21.12.2022р.

3. Вихідні дані до роботи: Технологія мобільного зв'язку 4G LTE. Модель поширення радіохвиль Окамура-Хата. Кластерні моделі територіального розміщення базових станцій з повторним використанням частотного ресурсу з частотним параметром  $C=3,7$ . Принцип секторизації стільників з антенам з кутом основної пелюстки діаграми спрямованості 360,120,60 град. Геометричні моделі планування стільникових ґрат. Параметр середньоквадратичного відхилення потужності сигналу від 4 до 10 дБ (селище, передмістя, місто). Коефіцієнт згасання сигналу  $k=4$ . Оптимальні методи призначення радіочастот в угрупованні радіоелектронних засобів (маркування комірок, розмальовки графу, генетичний, ігровий). Багатокритеріальний підхід до управління ефективністю радіочастотного спектру при плануванні мереж мобільного зв'язку. Критерій Парето.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:

1. Загальні тенденції досліджень в галузі управління спектром в перспективних системах мобільного зв'язку. 2. Розробка аналітичних моделей ефективного використання радіочастотного ресурсу в мережах мобільного зв'язку 4-5G. 3. Багато-критеріальний підхід до управління ефективністю радіочастотного спектру при плануванні мереж мобільного зв'язку. 4. Методика планування мереж мобільного зв'язку з використанням методів підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслень, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій: Демонстраційний матеріал у вигляді ppt-презентації.


6. Консультанти розділів роботи


Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		(підпис)	(дата)
Основна частина	проф. Москалець Микола Вадимович		21.12.2022

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання	24.10.2022	Виконано
2	Збір матеріалів для дослідження	01.11.2022	Виконано
3	Розробка 1 розділу	10.11. 2022	Виконано
4	Розробка 2 розділу	20.11. 2022	Виконано
5	Розробка 3 розділу	30.11. 2022	Виконано
6	Розробка 4 розділу	01.12. 2022	Виконано
7	Оформлення кваліфікаційної роботи	16.12. 2022	Виконано

Дата видачі завдання 24 жовтня 2022 року

Студент  Савченко Р.О.  
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи  проф. Москалець М.В.  
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

**Робота на містить відомостей заборонених до відкритого опублікування**

Студент  Роман САВЧЕНКО

Керівник  Микола Москалець

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи містить 145 с., 45 рис., 13 табл., 30 джерел., 1 додаток.

МЕРЕЖА МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ, РАДІОЧАСТОТНИЙ РЕСУРС, КОЕФІЦІЄНТ ПОВТОРНОГО ВИКОРИСТАННЯ РАДІОЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ, УПРАВЛІННЯ СПЕКТРОМ, ОПТИМАЛЬНЕ ПРИЗНАЧЕННЯ РАДІОЧАСТОТ, МЕТОДИ ПЛАНУВАННЯ, КЛАСТЕРНІ МОДЕЛІ, ЧАСТОТНО-ТЕРИТОРІАЛЬНИЙ ПЛАН, МЕТОДИКА ПЛАНУВАННЯ

Об'єкт дослідження – радіочастотний ресурс мережі мобільного зв'язку 4G LTE.

Предмет дослідження – моделі частотно-територіальних планів мережі мобільного зв'язку LTE на основі частотних кластерів та оцінка їх ефективності за параметрами: коефіцієнта повторного використання частотного ресурсу та відсотку невиконання показника якості відношення сигнал/завада.

Мета роботи – розробка питань, щодо побудови моделей та методів ефективного використання радіочастотного ресурсу в рамках задачі планування мереж мобільного нових поколінь.

Методи дослідження – методи планування на основі багатокритеріальної оптимізації, метод формування Парето-оптимальних рішень за допомогою генетичного алгоритму.

Проводиться розробка питань побудови математичних моделей частотно-територіального планування на основі використання частотних кластерних моделей мережі мобільного зв'язку 4-го покоління LTE і методів оптимального призначення частот з метою підвищення коефіцієнту ефективності використання радіочастотного ресурсу та низьким відсотком невиконання показника якості рівня взаємних внутрішньо-системних завад в мережі мобільного зв'язку.

## THE ABSTRACT

Explanatory note contains: 145 p., 45 fig., 13 tabl., 30 sources, 1 application.

MOBILE COMMUNICATION NETWORK, RADIO FREQUENCY RESOURCE, RADIO FREQUENCY RESOURCE REUSE COEFFICIENT, SPECTRUM MANAGEMENT, RESOURCE ALLOCATION, OPTIMAL ASSIGNMENT OF RADIO FREQUENCY, PLANNING METHODS, CLUSTER MODELS, FREQUENCY TERRITORY PLANNING.

The object of research is the radio frequency resource of the 4G LTE mobile network.

The subject of the study is models of frequency-territorial plans of the LTE mobile communication network based on frequency clusters and the assessment of their effectiveness according to the following parameters: frequency resource reuse rate and the percentage of non-fulfillment of the quality indicator of the level of mutual intra-system interference.

The purpose of the work is to develop issues related to the construction of models and methods of effective use of radio frequency resources within the framework of the task of planning mobile networks of new generations.

Research methods – planning methods based on multi-criteria optimization, a method of forming Pareto-optimal solutions using a genetic algorithm.

Issues of building mathematical models of frequency-territorial planning based on the use of frequency cluster models of the 4th generation LTE mobile communication network and methods of optimal frequency assignment are being developed in order to increase the efficiency ratio of the use of radio frequency resources and a low percentage of non-fulfillment of the quality indicator of the level of mutual intra-system interference in the mobile network.

## ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, символів, одиниць і термінів.....	9
Вступ.....	11
1 Загальні тенденції досліджень в галузі управління спектром в перспективних системах мобільного зв'язку.....	12
1.1 Проблеми, виклики та тенденції розвитку мереж мобільного зв'язку нових поколінь.....	12
1.2 Концепція планування мереж мобільного зв'язку на основі малих комірок.....	17
1.3 Методи уникнення завад.....	19
1.4 Методи покращення пропускну здатності.....	20
1.5 Планування покриття мережі мобільного зв'язку.....	20
1.6 Задача синтезу оптимальної архітектури мережі.....	24
2 Розробка аналітичних моделей ефективного використання радіочастотного ресурсу в мережах мобільного зв'язку 4-5G.....	27
2.1 Розробка аналітичної моделі ефективного територіального розміщення базових станцій.....	27
2.1.1 Розробка математичної моделі гексагональної структури територіального розміщення базових станцій мобільної мережі.....	27
2.1.2 Модель внутрішньосистемних завад в мережах мобільного зв'язку.....	29
2.1.3 Розрахунок відношення сигнал/завада на вході приймача МС при використанні двопроменевої моделі поширення радіохвиль.....	41
2.1.4 Динаміка завадової обстановки під час руху МС в межах стільника.....	45
2.1.5 Розрахунок внутрішньосистемних завад при використанні моделі Окамури-Хати.....	47
2.1.6 Вплив характеристик антени БС на енергетичний потенціал	

низхідної лінії.....	49
2.1.7 Апроксимація діаграми спрямованості антени базової станції.....	52
2.1.8 Розробка моделі частотно-територіального плану мережі мобільного зв'язку з високою ефективністю радіоресурсу.....	55
2.1.9 Результати математичного моделювання розрахунків параметрів ефективності територіальних планів.....	67
2.2 Розробка моделі ефективного оптимального призначення смуг частот в мережах мобільного зв'язку.....	70
3 Багатокритеріальний підхід до управління частотно-територіальним плануванням мереж мобільного зв'язку.....	77
3.1 Загальний підхід та принципи багатокритеріальної оптимізації.....	77
3.2 Постановка задач планування на основі моделей багатокритеріального вибору.....	78
3.3 Вибір показників якості.....	79
3.4 Вибір критеріїв оптимальності.....	81
3.5 Формування безлічі допустимих варіантів системи.....	83
3.6 Знаходження Парето-оптимальних варіантів системи.....	85
3.7 Методи знаходження оптимальних варіантів побудови мережі.....	86
3.7.1 Спрямовані (прямі) методи.....	86
3.7.2 Застосування методу дослідження простору параметрів.....	87
3.7.3 Використання метаевристик.....	93
3.7.3.1 Багатокритеріальна оптимізація за допомогою генетичних алгоритмів.....	93
3.7.3.2 Оптимізація проектних рішень під час планування радіомереж.....	98
4 Методика планування мереж мобільного зв'язку з підвищенням ефективності використання радіочастотного ресурсу.....	101
4.1 Визначення параметрів, які використовуються при плануванні.....	101
4.2 Особливості планування мереж LTE.....	106
4.3 Моделі впливу поширення радіохвиль на ефективність системи.....	111
4.3.1 Моделювання втрат поширення сигналу.....	111
4.3.2 Модель обліку впливу рельєфу місцевості на зону покриття	

одиначного джерела та системи в цілому.....	119
4.4 Моделювання зони покриття.....	123
4.5 Вибір оптимального проектного варіанту мережі мобільного зв'язку.....	127
Висновки.....	132
Перелік джерел посилання.....	133
Додаток А Лістинг програм математичного моделювання розрахунків па-раметрів ефективності частотно територіальних планів кластерів мережі мобільного зв'язку LTE в пакеті Matlab.....	136

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ І ТЕРМІНІВ

- АС – абонентська станція
- БС – базова станція
- ДСА – діаграма спрямованості антени
- МС – мобільна станція
- СМЗ – система мобільного зв'язку
- ММЗ – мережа мобільного зв'язку
- МСЕ – Міжнародной Союзу електрозв'язку
- ОПР – особа, яка приймає рішення
- ЧТП – частотно-територіальний план
- 3GPP – 3rd Generation Partnership Project - партнерська асоціація груп телекомунікаційних компаній, головною метою створення якої є розробка і затвердження стандартів для мережевих технологій третього покоління
- 4G – 4th Generation - четверте покоління пересувного (мобільного) радіозв'язку
- Band - радіочастотний спектр
- CA – Carrier Aggregation агрегація носіїв
- CDMA – Code Division Multiple Access – множинний доступ із кодовим поділом frequency reuse – повторне використання частоти
- CoMP – Coordinated Multipoint Operation – скоординована багатоточкова операція
- CR – Cognitive Radio когнітивне радіо
- D2D – Device-to-Device – зв'язок між пристроями
- EPON – Ethernet Passive Optical Networks – Ethernet-пасивні оптичні мережі
- LTE – Long Term Evolution – довготерміновий розвиток
- MIMO – Multi-Input Multi-Output – система з багатьма входами та багатьма виходами
- QAM – Quadrature Amplitude Modulation – квадратурно-ампліудна модуляція
- SNR – signal-to-noise ratio - відношення сигнал/шум

GSM – Global System for Mobile – глобальна система мобільного зв'язку

LTE – Long Term Evolution – довготривалий розвиток мобільних технологій

LSA – Licensed Shared Access – методи ліцензованого спільного доступу

LAA – Licensed Assisted Access)ліцензованого допоміжного доступу

MANET – Mobile Ad Hoc Network – мобільні спеціальні мережі

MS – Mobile Station – мобільна станція

mmWave – millimeter-wave спектр міліметрових хвиль

NR –New Radio – концепція Нове Радіо

OFDM – Orthogonal frequency-division multiplexing - мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналу

OFDMA – Orthogonal Frequency-Division Multiple Access - це метод забезпечення передачі інформації багатьом користувачам одного радіо спектра на основі технології OFDM

RN – Radio Network – вузол ретрансляції

RRM – Radio Resource Management – управління радіоресурсами

WSN – Wireless Sensor Networks – безпроводові сенсорні мережі

IoT – Internet of Things –інтернет речей )

SS – Spectrum Sharing – спільне використання спектру

UMTS – Universal Mobile Telecommunications System – універсальна мобільна телекомунікаційна система

URLLC – Ultra-Reliable Low Latency Communications – надмірно надійний зв'язок із низькою затримкою

## ВСТУП

В даний час безпроводовий зв'язок дозволяє реалізувати повний спектр інформаційних послуг: передачу телефонних повідомлень, обмін даними, підключення до глобальних інформаційних мереж, отримання та передачу відео, телебачення тощо. Мобільний зв'язок доповнює та розширює можливості проводового зв'язку, дає свободу пересування, а в деяких випадках здійснює управління інформаційними об'єктами. Отже, застосування засобів мобільного зв'язку реалізує єдиний інформаційний простір, що дозволяє у будь-якій точці планети та у будь-який час отримувати необхідні послуги. Роль мобільного зв'язку у суспільстві та техніці постійно зростає: створюються високоефективні системи управління технічними об'єктами, виробничими, технологічними та іншими процесами. Стрімкий розвиток мереж мобільного зв'язку спостерігається у всьому світі. Активно розвиваються стільникові та мережі абонентського безпроводового доступу.

У процесі планування мережі мобільного зв'язку особливим питанням є розробка частотно-територіального плану мережі, що найбільш повно охоплює зону, в якій планується робота системи мобільного зв'язку і визначає місця встановлення базових станцій, розподіляє виділені частотні канали між стільниками. Від ефективності цього процесу залежить якість обслуговування абонентів, надійність та вартість майбутньої мережі зв'язку. Активне зростання числа радіоелектронних засобів ставить актуальною задачу ефективного використання радіочастотного спектру (РЧС) і, як наслідок, задачу побудови методології, що дозволяє оптимально планувати мережі мобільного зв'язку нових поколінь.

Таким чином, в даній кваліфікаційній роботі здійснюється розробка питань, щодо побудови моделей та методів ефективного використання радіочастотного ресурсу в рамках задачі планування мереж мобільного нових поколінь.

## 1 ЗАГАЛЬНІ ТЕНДЕНЦІЇ ДОСЛІДЖЕНЬ В ГАЛУЗІ УПРАВЛІННЯ СПЕКТРОМ В ПЕРСПЕКТИВНИХ СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

### 1.1 Проблеми, виклики та тенденції розвитку мереж мобільного зв'язку нових поколінь

Враховуючи експоненціальне збільшення мультимедійних додатків високої чіткості, одночасний зв'язок між різними підключеними пристроями з новими функціями та величезний попит користувачів для даних – мобільний трафік даних повинен бути значно збільшений. Записи показують, що обсяг даних, керованих бездротовими системами, зріс з 3 ексабайт у 2010 році до понад 190 ексабайт у 2020 році; отже, якщо запит на дані здійснюється з однаковою швидкістю, очікується, що попит на дані зросте більш ніж на 500 ексабайт до 2025 року та пізніше. Цей очікуваний стрибок високого попиту на мобільну передачу даних та інших послуг зв'язку машинного типу робить необхідним розмірковувати про вимоги до майбутніх мереж 6G [1]. Спектральна ефективність, енергоефективність, висока пропускна здатність та низьке енергоспоживання розглядаються як критична проблема, яку слід враховувати перед проектуванням мереж 6G. Для обґрунтування майбутніх потреб у передачі даних та підтримки різноманітного набору пристроїв, передбачається, що мережі 6G New Radio (NR) задовольнять ці вимоги за допомогою компетентно керованих ресурсів спектру. На думку дослідників, NR - це поєднання різних радіостанцій до технологій, які допомагають забезпечити очікувані дані з низькою затримкою, ефективністю високого спектра та низьким енергоспоживанням. Він широко класифікується як малопотужні дрібні комірки, що використовують спектр міліметрових хвиль (mmWave - millimeter-wave), враховуючи ефективне використання неліцензійного спектру Wi-Fi у діапазоні 5 ГГц та реалізацію масивного багаторазового входу-множинного виходу (M-MIMO) замість звичайної системи  $2 \times 2$  MIMO. Використання доступу з високим спектром, тобто діапазон частот mmWave, когнітивне радіо (CR), M-MIMO, кооперативні мережі (CN-Cooperative Networks) з використанням вузлів ретрансляції (RN), скоординована багатоточкова операція (CoMP - Coordinated Multipoint Operation), безпрово-

дові сенсорні мережі (WSN - Wireless Sensor Networks), мобільні спеціальні мережі (MANET - Mobile Ad Hoc Network), зв'язок між пристроями (D2D - Device-to-Device), інтернет речей (IoT - Internet of Things), Ethernet-пасивні оптичні мережі (EPON - Ethernet Passive Optical Networks), різноманітні мережі (HetNet), і стільникові хмарні обчислення, включаючи великі дані, є деякими з сучасних підходів, які можна модифікувати для забезпечення реквізитів 6G. Більше того, використання різних оптимізацій потужності, процеси передачі, скасування завад, безпека даних управління, протоколи маршрутизації, та алгоритми планування з оптимальним покращенням може також забезпечити кінцеві результати. Нові підходи, такі як супутниковий зв'язок у спектрі mmWave, мікробазові станції на основі штучного інтелекту (ШІ), спілкування на основі машинного навчання, блокчейн, і людиноцентричне спілкування - це декілька перспективних ідей для проектування мереж 6G [1].

Більше того, у технологіях радіодоступу 6G спільне використання спектру (SS - Spectrum Sharing) та управління радіоресурсами (RRM - Radio Resource Management) є критичною частиною проектування майбутньої мережі. Догляд та розумне використання ресурсів спектра є важливими при переході до нового частотного спектра, зокрема в смузі частот mmWave. Попит на новий спектр надзвичайно зріс, оскільки кількість користувачів та різноманітних електронних комунікаційних пристроїв розширюється в геометричній прогресії. Виходячи з цього, наявний спектр має мінімальні ресурси і не може забезпечити 1000-кратне розширення для користувачів та пристроїв із високими вимогами до даних. Крім того, технології та техніки, що слідували за довгостроковою еволюцією (LTE - Long-Term Evolution), LTE-Advanced (LTE-A) та його попередники, не можуть забезпечити успішні результати для майбутнього бездротового зв'язку. Отже, необхідно визначити нові ресурси спектра та передові технології, щоб задовольнити майбутні високі вимоги до даних щодо низької затримки та розширити послуги ще на десять років і навіть більше. Тим не менше, одночасна робота нових технологій у структурі стільникової мережі призводить до багатьох питань управління. Організації стандартизації, науково-дослідні установи та уряди різних країн зосереджуються на стратегіях спектру 5G та їх ефективному використанні. Міжнародний союз телекомунікацій, Європейський інститут телекомунікаційних стандартів та Федеральна комісія зв'язку є відповідними організаціями стандартизації в галузі телекомунікацій, які зосереджені на розробці нових технологій мобільного зв'язку [1].

Майбутні мережі стільникового зв'язку вважаються надщільними; таким чином, повинна бути розроблена надійна та економна мережа, яка забезпечить справедливу численну кількість користувачів з високою пропускну здатністю та систематично здійснюватиме управління спектрами. Для підвищення спектральної ефективності стільникових мереж надзвичайно щільна конструкція дрібних осередків може допомогти досягти цілей майбутніх стільникових мереж 6G. Одночасні операції макроелементів і малих осередків малої потужності, таких як пікоелементи, фемтоелементи та RN з дротовим та бездротовим зворотним зв'язком, відомі як HetNet. Додавання структура багатьох дрібних комірок дає два позитивні результати: вона зменшує навантаження на базову станцію, де численні користувачі змагаються за доступ до ресурсів, і допомагає ефективно використовувати частотний спектр. Таким чином, цей метод значно покращує пропускну здатність для кожного користувача та забезпечує справедливість серед користувачів. Однак надщільні дрібноклітинні системи стикаються з серйозними проблемами, такими як втручання, яке є основною проблемою розгортання HetNet. Крім того, підтримка мобільності в невеликих комірках призводить до збільшення витрат на встановлення, обслуговування та структуру зворотного зв'язку [1].

Досліджуючи технологію MIMO для цілей 6G, M-MIMO, безсумнівно, підтримує ефективність використання енергії та управління спектром. Звичайний MIMO оснащений двома-чотирма антенами, тоді як M-MIMO може використовувати десятки і сотні антен для одночасної передачі і прийому безлічі сигналів по одному каналу. Цей метод значно збільшує пропускну здатність мережі та вміщує максимальну кількість користувачів та пристроїв в одному діапазоні частот, зменшуючи тим самим використання спектрів. Щоб ефективно максимізувати властивості M-MIMO, для досягнення бажаних результатів може бути використана техніка, яка називається формуванням променя. Використання CR, який відіграє важливу роль в управлінні спектром, є ще однією новою ідеєю. CR - це інтелектуальна технологія бездротової мережі, яка може автоматично визначати доступні канали у стільниковому спектрі. Це може бути реалізовано із системою M-MIMO, щоб забезпечити зв'язок та виконувати одночасно, крім імпровізованих операційних характеристик стільникового зв'язку. M-MIMO ефективно підходить для мереж, до яких підключається багато користувачів (тобто IoT) [1].

Ще однією особливістю поточного зв'язку 5G є доступ до спектру mmWave. Однак раніше він вважався непридатним для стільникового зв'язку через його характеристики поширення, неможливість подорожувати на великі відстані через свою коротку довжину хвилі та втрати на проникнення через предмети та великі конструкції та несприятливі атмосферні умови. Однак ущільнення малих стільникових мереж та паралельна робота інноваційних методів роблять можливим використання смуги частот mmWave. Незважаючи на те, що більша частина спектра невикористана в цьому регіоні, Проект партнерства третього покоління (3GPP - Third-Generation Partnership Project) вже згадував, що його не шкідливо використовувати для бездротового зв'язку. 3GPP визначає спектр NR 5G з двома різними наборами смуг частот. Перший - це діапазон частот 1 (<6 ГГц), де частота, що використовує цю область для 5G, становить приблизно 3,5 ГГц, а максимальна доступна пропускна здатність каналу становить 100 МГц. Як заявляє Федеральна комісія зв'язку, більша частина спектру, що використовується в цьому діапазоні, призначена для 4G та його технологій-попередників. На відміну від цього, діапазон частот 2 (> 24 ГГц, тобто діапазон частот mmWave) – де максимальна пропускна здатність каналу визначена на рівні від 50 МГц до максимум 400 МГц. Метою 6G є задоволення потреб інформаційного суспільства через десять років (2030 ~); таким чином, бачення 6G має відповідати потребам, яким 5G не може задовольнити, та потребі подальшої модернізації. 6G повинен бути розроблений у відповідь на дедалі поширенішу мережу радіодоступу (RAN - Radio Access Network) та бажання максимізувати спектр Терагерца (ТГц) для збільшення пропускної здатності та зменшення затримки. Безпроводова система 6G повинна мати такі ключові фактори: посилений мобільний широкосмуговий зв'язок (eMBB - enhanced Mobile Broadband), надмірно надійний зв'язок із низькою затримкою (URLLC - Ultra-Reliable Low Latency Communications), масивний зв'язок машинного типу (mMTC - massive Machine-Type Communication), інтегрований AI зв'язок, тактильний Інтернет, низький рівень зворотного зв'язку та доступ переважаність мережі та підвищена безпека даних. Підводячи підсумок, майбутній 6G – це набір технологій, які можуть забезпечити оптимальні результати з точки зору пропускної здатності, пропускної здатності мережі, спектральної ефективності, енергоефективності, нижчого споживання енергії та затримки, забезпечуючи справедливість серед усіх користувачів.

Очікується, що майбутня мережа 6G забезпечить високу швидкість пе-

редачі даних кожному користувачеві для запуску додатків високої чіткості, які стикаються з різними проблемами в сучасній мережі 5G. Зазвичай мережа 6G підтримує різноманітний спектр програм та послуг, включаючи розширене покриття в приміщенні, велику ємність для відкритих громадських приміщень, покращену спектральну ефективність та низьке споживання енергії. Для підтримки основних користувацьких додатків та підвищення ефективності зв'язку між взаємопов'язаними пристроями з низькою затримкою та високою пропускну здатністю, очікується, що первинні технології досягнуть цілей 6G. Цей дипломний проєкт має на меті описати методи, що беруть участь у поточному проектуванні мережі 5G та їх проблеми, відповідно до управління спектром для проектування майбутніх мереж 6G. П'ять основних тем, висвітлених у цьому дослідженні, - агрегація носіїв (CA), CR, дрібноклітинна мережа, доступ із високим спектром та M-MIMO (рис. 1.1). Також представлена основна концепція кожного із залучених підходів та їх потенційні результати в поточній 5G.



Рисунок 1.1 - Проблеми управління спектром

**Агрегація несучих (Carrier Aggregation):** Поточна мережа 5G сумісна з попередніми технологіями, включаючи агрегацію несучих (CA). CA вперше була введена в 4G LTE, і зараз вона реалізована в поточній системі 5G. Основною метою CA є ефективне використання спектрних ресурсів стільникової мережі

**Когнітивне радіо (Cognitive Radio):** Ще однією перспективною технологією для поточної системи 5G є CR. Це адаптивна та вдосконалена техніка радіомере-

жі, яка може автоматично знаходити доступні канали в бездротовій мережі клітинний спектр.

Невеликі розміри комірок (Small Cell): Для підтримки численних користувачів, майже в 100 разів більших, ніж у попередньої мережі, для вирішення проблем із спектром запроваджуються невеликі комірки з повним дуплексним зв'язком.

Доступ із високим спектром (High-spectrum Access) : доступ до активів високого спектра неминучий через брак доступних ресурсів спектру. Новий простір високого спектра, тобто смуги частот mmWave, знаходиться в діапазоні від 24 ГГц до 300 ГГц

M-MIMO: Це дозволяє одночасно передавати і приймати більше одного сигналу по одному каналу. Стандартний MIMO складається з двох-чотирьох антен, тоді як мережа M-MIMO містить кілька антен для передачі та прийому даних. Попередньо задана цифра не потрібна, але в M-MIMO, ми можемо реалізувати 10 с і навіть 100 с антен для передачі та прийому даних загальний канал.

## 1.2 Концепція планування мереж мобільного зв'язку на основі малих комірок

Сучасні мережі 5G характеризуються поєднанням мереж малих стільникових мереж, також відомих як HetNet, завдяки інтеграції mmWave (рис. 1.2). Прямим, але надзвичайно реалістичним способом максимізації пропускної здатності мережі є зменшення розмірів комірок за допомогою концепції ущільнення мережі. Наприклад, під час ери 1G стільникових систем на початку 80-х років розміри клітин в основному були близько сотні квадратних км. Починаючи з 1G до теперішнього часу, розміри клітин поступово зменшувались і останнім часом зменшувались зменшено приблизно до 1 км для зовнішнього та 100 м для внутрішнього сценарію. Тим не менше, зменшення клітин має ряд переваг, включаючи високі шанси повторного використання частоти в певній географічній області, що призводить до значного зменшення спору ресурсів серед користувачів на кожній базовій станції.

Кілька нових методів, включаючи використання RN, D2D та IoT, також розробляються завдяки малій мережі розгортання комірок. Однак малі комірки, засновані на HetNet. Він страждає від обмеження енергоефективних джерел живлення. У зв'язку з цим багато базових станцій експлуатуються повністю на різних

відновлюваних джерелах енергії, таких як сонячна енергія. Наприклад, основною проблемою, яка спричинила недолік у використанні малих комірок у HetNet, є завади між піко-, макро-, мікро- та фемтоклітинами. Враховуючи те, що користувачі перебувають у зоні покриття більш ніж однієї комірки, втручання викликає багато серйозних проблем для досягнення оптимальних результатів. Завади можуть бути будь-яких типів.

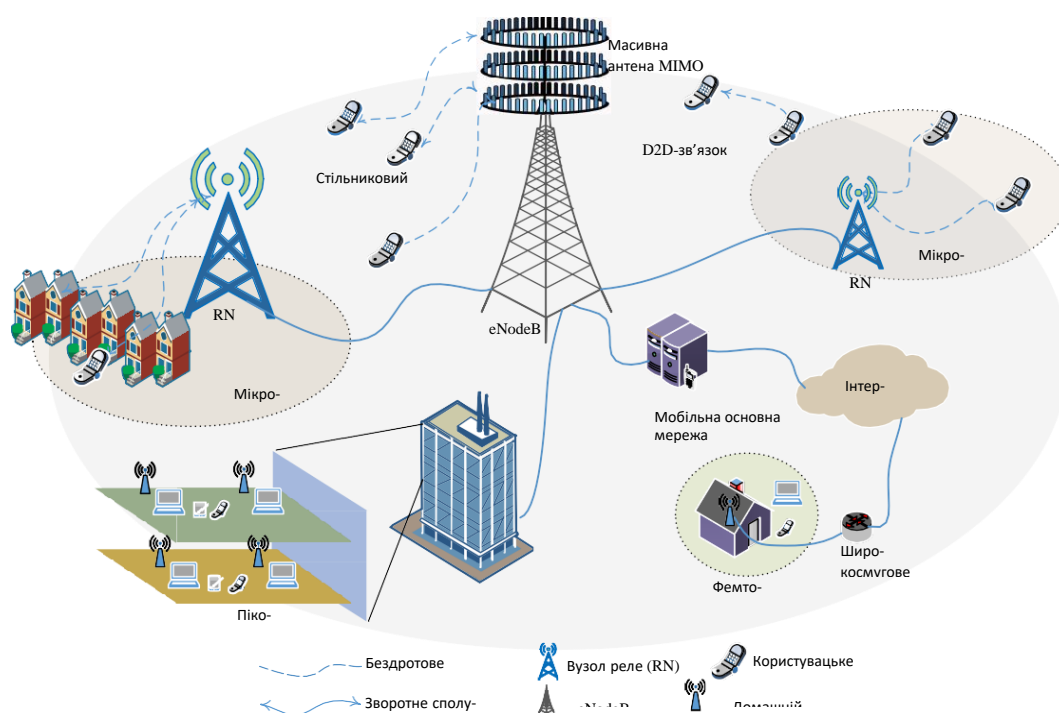


Рисунок 1.2 – Невеликі клітинні гетерогенні мережі (HetNet) [1]

Малі мережі стільникового зв'язку стикаються з кількома іншими проблемами, такими як вимагання додаткових смуг частот для полегшення кожного користувача стільникового зв'язку. Ємність комірки залежить від кількості активних користувачів і вимагає високої пропускної здатності для досягнення високої пропускної здатності. Більше того, чесність серед користувачів стільникових та мобільних центрів також є великим викликом. Використання 5G малих комірок базується на смузі частот mmWave; ці високочастотні сигнали бажають деградувати з кількох причин, таких як відбиття, заломлення та дифракція. Ці фактори зумовлені деревами, будівлями або навіть переїздом людей в зоні покриття, особливо в міському середовищі. Вартість мережі малих комірок також є великим викликом, який вимагає значної уваги; таким чином, ця проблема не повинна торкатися кін-

цевого користувача. Зв'язок зворотного зв'язку малого стільникового HetNet має важливе значення для зменшення затримки передачі та запобігання втраті сигналу під час процесу передачі даних, що виконується користувачем при переміщенні з однієї маленької комірки в іншу. Різні основні сфери вимагають значної уваги, такі як уникнення завад, поліпшення пропускної здатності, планування покриття та підвищення пропускної спроможності.

### 1.3 Методи уникнення завад

В [1] запропоновано масивний підхід SS для побудови невеликих комірок. Запропоновано неортогональний підхід SS без завад для формування тривимірних кластерів і меншої відстані між дрібними комірками спільного каналу. Результати продемонстрували, що середня спектральна ефективність істотно покращується із збільшенням кількості будівель, тоді як енергоефективність зменшується зі збільшенням кількості будівель. Загалом, результати довели, що запропонована неортогональна схема набагато краща за ортогональний спектр для методів ліцензованого спільного доступу (LSA - Licensed Shared Access) та ліцензованого допоміжного доступу (LAA - Licensed Assisted Access) з точки зору розподілу неліцензійного спектра 60 ГГц. Ще одна робота в зосереджується на проектуванні мереж малого розміру комірок, які широко перевіряють питання управління спектром. Зокрема, дослідники зосередилися на системах бездротового зв'язку Wi-Fi та 4G, які поділяють неліцензійний спектр. Була запроваджена нова мережева структура для обох, щоб використовувати неліцензійний спектр в одній близькості.

Схема порожнього підкадра для мінімізації завад і запропонована схема уникнення завад, щоб відмінити ефект від типів завад, що зустрічаються обома технологіями в мережі. Отже, запропонована архітектура ефективно сприяє зменшенню витрат та уникненню завад; проте діапазон передачі обмежений.

### 1.4 Методи покращення пропускної здатності

Дослідники виконали завдання надання високого рівня якості обслуговування кожному користувачеві, представивши мережу малих комірок із підтримкою кешу. У цьому випадку оптимальний обсяг пам'яті отримується в

закритому вигляді для заданої щільності невеликої базової станції. Отже, результати свідчать про те, що оснащення оптимальний обсяг пам'яті може мінімізувати ємність зворотного зв'язку та підвищує ефективність пропускну здатності. Інша схема RRM обговорюється для підвищення продуктивності мережі малих осередків. Ідея полягає в тому, щоб запропонувати спільну схему спільного використання ігрових радіоресурсів для покращення результатів пропускну здатності користувача; більше того, спектральна ефективність краща, ніж у неігровому сценарії. Масштабування середовища для великих дрібноклітинних мереж вимагає додаткових підходів розподіленого навчання, які можуть бути застосовані для ефективного формування коаліції.

### 1.5 Планування покриття мережі мобільного зв'язку

Результати бюджетних питань планування комірок у мережі малих комірок показують високу спектральну ефективність та покращення ємності для ізольованих користувачів дрібних комірок mmWave MU-MIMO [1]. Крім того, релейний вузол може бути введений для розширення зони покриття в малій мережі стільникового зв'язку. Також була надана інформація для малих стільникових мереж, які зосереджені на розвантаженні даних серед користувачів. Був забезпечен інноваційний механізм хмарних служб файлів для вивантаження мобільних даних користувачів, коли попит на загальних користувачів зростає. Це може допомогти обмінюватися будь-якими файлами та інформацією від користувачів, пов'язаних із сусідньою маленькою коміркою. З цією метою користувачі мобільних пристроїв зберігають пропуску здатність мережі для великого мобільного трафіку даних. Однак затримка неминуча, якщо розмір файлу великий. Ще одне дослідження висвітило проблему самоорганізації HetNet на основі дрібних стільникових мереж, оскільки його розгортання страждає від таких проблем, як реконструкція, забезпечення пропускну здатності та динаміка просторово-часових коливань транспортного навантаження. Для вирішення цього питання вони встановили математичну модель штучної імунної системи (AIS - Artificial Immune System), яка має можливість активувати та деактивувати малі клітини відповідно до вимог трафіку. Отже, рекомендована схема допомагає забезпечити високу пропуску здатність для мобільних користувачів і підвищує швидкість активації базової станції. Навпаки, якщо завади між клітинками високі, швидкість активації

та деактивації стільника також висока.

Таблиця 1.1 узагальнює вище обговорені роботи з підвищення продуктивності комірок малого розміру.

Таблиця 1.1 - Короткий зміст відповідної роботи для мережі на основі малих комірок

Підхід	Методологія/ Технологія	Переваги	Обмеження / майбутня робота	Посилання
1	2	3	4	5
Втручання уникнення	Неортогональний беззавадний спектр Підхід до обміну (SS) до форми 3D кластери та менша відстань серед спільних каналів дрібних клітин	Кращі результати як порівняно з ортогональний спектр для обох ліцензованих Спільний доступ (LSA) та ліцензований допоміжний Метод доступу (LAA)	Результати для більших малий розмір комірки повинен бути розслідували для термін дії запропонований підхід	[2]
	Він використовує майже пустий Схема субкадра (ABS) до проаналізувати ефект операції між різними дрібними клітинами	Пропонована мережа архітектура забезпечує економічно вигідні та втручання результати уникнення	Обмежена передача діапазон	[3]

Продовження таблиці 1.1

Підхід	Методологія/ Технологія	Переваги	Обмежен- ня / майбутня ро- бота	По- си- лання
1	2	3	4	5
Пропускна здатність вдоскона- лення	Оптимальний обсяг пам'яті обчислюється на ос- нові даних користу- вача запитування ймовір- ності	Оптимальний розмір пам'ять забез- печує кращі результати пропускна зда- тність продуктивність	Це зменшує пропускна спро- можність	[4]
	Кооперативна гра теоретична схема RRM для дрібноклітинна ме- режа	Результати для користувача пропускна зда- тність і спектральна ефективність краще порівня- но з відсутністю іг- рового сцена- рію	Розподілене нав- чання можна застосувати підхід для більш ефекти- вного формування коалі- ції	[5]
Планування охоплення	Спектральна ефекти- вність і покращення потуж- ності техніка для ізольова- них ммХвиля MU-MIMO мала користувачі стільни- кових	Висока пропу- ска здатність досягається, коли кожен клітинний сек- тор функціонує в три канали	Розширені завади методи пом'як- шення наслідків вимагаються	[6]
	Пом'якшення діри покриття випуск для двошаро- вого невелика мережа	Краще покрит- тя, потужність використання та швидкість пе- редачі	Більш ефективний алгоритм потрібно підтримка мережа вищого рівня	[7]

Продовження таблиці 1.1

Підхід	Методологія/ Технологія	Переваги	Обмежен- ня / майбутня ро- бота	По- си- лання
1	2	3	4	5
Планування охоплення	На основі техніки планування щодо адаптації щільності BS алгоритм та а алгоритм масштабування комірок	Краще покриття, пропускна здатність, і спектральна ефективність	Може покращити роботу для мобільність БС	[8]
Ємність вдосконалення	Збільшити кількість вузли попиту на трафік на основі обмежена потужність, пропускна здатність, та вимоги щодо дорожнього руху	Вища мережа ємність з низькою вартість розгортання	Можна додати вузол реле для посилення зона покриття	[9]
	Використовується хмарний сервіс файлів щоб розвантажити мобільні дані користувача коли дані користувача попит зростає	Вища доступність збільшує зона покриття	Затримка збільшується із більший розмір файлу	[10]
	Дизайн самоорганізації Штучна імунна система (AIS) підхід, який активує і дезактивує дрібні клітини щодо транспортного навантаження	Допомагає збільшити покриття та край комірки пропускна здатність користувача	Активація та процес деактивації є під впливом завад	[11]

## 1.6 Задача синтезу оптимальної архітектури мережі

Одним з найбільш складних і важливих етапів розгортання СМЗ є проектування, тому що на цьому етапі має бути забезпечено максимально близьке до оптимального за критерієм ефективність-вартість побудова мережі [10, 11]. Протягом цього етапу визначаються місця встановлення БС та розподіляються частотні канали між сотами (з урахуванням принципу повторного використання частот) для забезпечення зв'язком заданої території з необхідною якістю та мінімальною вартістю інфраструктури (мінімальною кількістю БС). Така задача дуже складна, оскільки, з одного боку, занадто часта розстановка БС економічно не вигідна, з іншого боку, при рідкісному розташуванні БС можуть з'явитися ділянки території, що не обслуговуються. Додатково задача ускладнюється труднощами аналітичної оцінки характеристик сигналів (поширення сигналів, розрахунок напруженості), а також нерівномірністю трафіку в межах території, що обслуговується.

У ході розробки проекту необхідно виконувати великий обсяг розрахунків, що потребують інтенсивного використання обчислювальних засобів, оскільки архітектура та параметри мережі суттєво залежать від умов місцевості (рельєфу, характеристик забудови тощо) [70]. Таким чином, проектування починається зі створення електронної карти території – перенесення до комп'ютера топографічної карти місцевості з усіма параметрами та характеристиками, суттєвими для складання проекту. Потім розробляється попередній план розташування БС і сот мережі з урахуванням характеристик наміченої до використання апаратури та результатів наближеної оцінки енергетичного балансу. Далі за допомогою вибраних моделей поширення радіохвиль та характеристик місцевості для отриманої схеми уточнюються параметри електромагнітного поля в межах зони обслуговування, що дозволяє оцінити якість покриття. Для тієї ж схеми складається частотно-територіальний план (розподіл частот по сотах відповідно до принципу повторного використання частот), а також оцінюються трафік та ємність для характерних ділянок та мережі в цілому. Процес проектування є ітераційним, і, якщо за показниками якості покриття, трафіку або ємності складений план мережі не задовольняє вимог, що висуваються до нього, проводиться його коригування, і для нового плану проводяться заново всі перераховані розрахунки.

Також у процесі проектування мережі обов'язково проводяться експериментальні вимірювання характеристик електромагнітного поля, за результатами яких

схема коригується. Необхідність проведення експериментальних вимірювань, а також їх обсяг та частота повторень визначається виходячи з досвіду проектувальників мережі. Остаточна оцінка якості проекту проводиться вже на етапі введення мережі в експлуатацію, на якому також неминуче його коригування та доопрацювання, особливо на початку робіт, коли проводяться налаштування та оптимізація мережі. Фактично, цей етап роботи виявляється одним із найбільш трудомістких. Для підвищення якості мережі проект допрацьовується в міру її розвитку та вдосконалення.

Характеристики базових станцій визначають загальну якість послуг, що надаються мережею зв'язку. При плануванні мережі БС вирішуються такі задачі: забезпечення радіопокриття зони надання послуг зв'язку; побудова мережі, що забезпечує необхідну ємність для обслуговування трафіку, що створюється абонентами, з допустимим рівнем перевантажень; оптимізація вирішення зазначених вище задач (з використанням мінімальної кількості мережевих підсистем та елементів) протягом усього життєвого циклу мережі.

Без вирішення перелічених задач неможливо гарантувати надання високоякісних послуг. Відповідно до визначення Міжнародної спілки електрозв'язку (МСЕ), під якістю обслуговування розуміють сукупний ефект від надання послуг, який визначає ступінь задоволення ними абонента. Крім технічних аспектів якості роботи мережі, до цього визначення включені й аспекти, пов'язані з наданням додаткових послуг (наприклад, таких, як передача коротких повідомлень), вартістю обслуговування, ціною та якістю роботи мобільних терміналів тощо [12].

Протягом усього життєвого циклу мережі кількість її абонентів, обсяг трафіку та його розподіл по території, що обслуговується, постійно змінюються. Крім того, існують сезонні (періодичні) зміни обсягу трафіку та його територіального розподілу. Архітектура мережі БС повинна адаптуватися до змін, тому її планування – це безперервний процес. У ньому можна виділити кілька етапів [13]:

- планування радіопокриття;
- планування ємності;
- частотне планування;
- аналіз роботи та оптимізація мережі.

Всі етапи проектування взаємопов'язані між собою, тому такий поетапний поділ значною мірою умовний. Послідовність етапів планування мережі БС показано на рисунку 1.3.

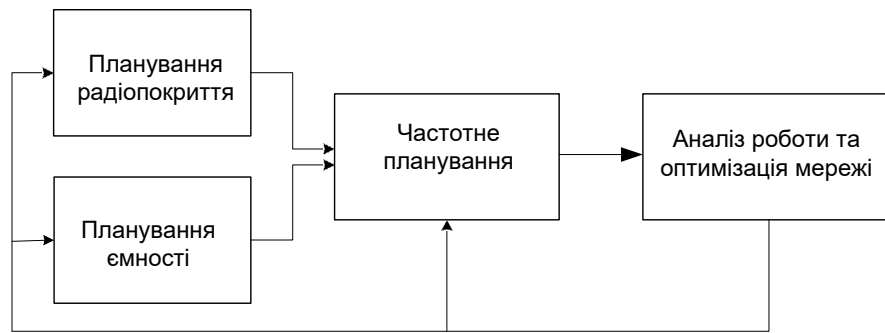


Рисунок 1.3 – Етапи планування мережі БС

Процес планування мережі зв'язку можна розділити на такі логічні етапи [12]:

- отримання вихідних даних;
- калібрування математичної моделі поширення радіохвиль на основі вимірювань напруженості поля у найбільш характерних точках зони обслуговування мережі;
- побудова першого наближення радіомережі;
- прив'язка ділянок розгортання базових станцій, визначених планом побудови мережі, до місцевості та ітеративна оптимізація при широкому використанні засобів програмного забезпечення, що підтримує функції синтезу мережі та аналізу експлуатаційних характеристик.

Для проведення планування необхідно надати такі вихідні дані, що відображають загальні характеристики мережі зв'язку: число та частоти дозволених радіоканалів; план мережі із зазначенням бажаних пунктів розміщення БС, що відповідають вимогам щодо наявності ліній зв'язку з АТС загального користування, електроживлення, можливості розміщення обладнання та встановлення антен та ін.

Очевидно, що на результати планування істотно впливають системні фактори, посилюючи складність та неоднозначність розв'язання задачі синтезу мережі радіозв'язку.

## 2 РОЗРОБКА АНАЛІТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ЕФЕКТИВНОГО ВИКОРИСТАННЯ РАДІОРЕСУРСУ В МРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 4-5G

2.1 Розробка аналітичної моделі ефективного територіального розміщення базових станцій

2.1.1 Розробка математичної моделі гексагональної структури територіального розміщення базових станцій мобільної мережі

В розділі 1 вже відзначалася важлива роль, яку відіграють кластери у побудові стільникової мережі. Наголошувалося, що саме ця структурна компонента дозволяє багаторазово використовувати ті самі частоти для зв'язку мобільних абонентів з базовими станціями в зоні обслуговування.

Як відомо кластером називається сукупність сусідніх сот, у яких використовуються різні частоти. Число сот, що входять до кластера, називається його розмірністю. Усі осередки кластера нумеруються, і порядок цієї нумерації незмінний всім кластерів. Зазначимо, що не будь-яка кількість осередків може утворити кластер. Розмірність кластера визначається за формулою

$$K = i^2 + ij + j^2, \quad (2.1)$$

де  $i$  та  $j$  – цілі числа.

Наприклад, якщо  $i=1$  та  $j=1$ , то розмірність кластера  $K=3$ . Для  $i=2$  та  $j=0$  або  $i=0$  та  $j=2$  отримуємо  $K=4$ .

Встановимо, який сенс мають числа  $i$  та  $j$  у топології стільникової мережі. Для цього розрахуємо відстань між осередками з однаковими номерами в сусідніх кластерах, де, як уже зазначалось, використовуються одні й самі частоти. Початок координат системи  $ХОУ$  сумістимо з центром одного з осередків, що стає центральною, як показано на рис. 2.1.

Таким чином, координати центру першого осередку  $P_1(0,0)$ . Координати центра другого осередку можна записати у вигляді  $P_2(iR\sqrt{3}, jR\sqrt{3})$ , де  $i$  та  $j$  – цілі числа, а  $R\sqrt{3}$  – ціна поділу по осях.

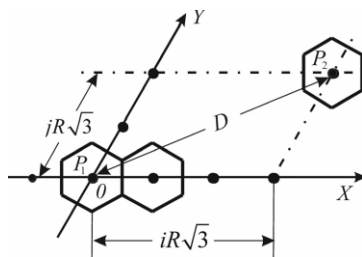


Рисунок 2.1 – До визначення захисного інтервалу.

Звідси згідно (2.1) відстань між центрами осередків із збігаючими частотами дорівнює:

$$D = \sqrt{(iR\sqrt{3})^2 + ij(R\sqrt{3})^2 + (jR\sqrt{3})^2} = R\sqrt{3}(i^2 + ij + j^2)^{1/2}. \quad (2.2)$$

Якщо числа  $i$  та  $j$  обрані згідно (2.2), то вираз у дужках є не що інше, як розмірність кластера. Тому

$$D = R\sqrt{3K}. \quad (2.3)$$

Величина  $D$  отримала назву захисного інтервалу для стільникової мережі мобільного зв'язку.

Вираз (2.3) дозволяє зробити висновок, що чим більша розмірність кластера  $K$ , тим більша величина захисного інтервалу і тим менший рівень взаємних (внутрішньосистемних) завад, оскільки збільшується відстань між осередками, де передавачі та приймачі працюють на однакових частотах.

У табл. 2.1 наведено значення захисного інтервалу для стільникових структур із кластерами різних розмірностей.

Відповідно до закономірностей побудови плоских регулярних гексагональних ґрат кожен кластер оточений шістьма такими ж кластерами, що примикають до нього. Вони утворюють так зване перше коло джерел внутрішньосистемних завад (рис. 2.2).

Таблиця 2.1 – Залежність величини захисного інтервалу від розмірності кластера

№	i	j	K	D	Примітка
1	1	0	1	$R\sqrt{3}$	CDMA IS - 95
2	1	1	3	3R	GSM
3	2	0	4	$2R\sqrt{3}$	GSM
4	2	1	7	$\sqrt{7} R \sqrt{3}$	NMT - 450
5	3	0	9	$3R\sqrt{3}$	
6	2	2	12	6R	
7	3	2	19	$\sqrt{19} R \sqrt{3}$	

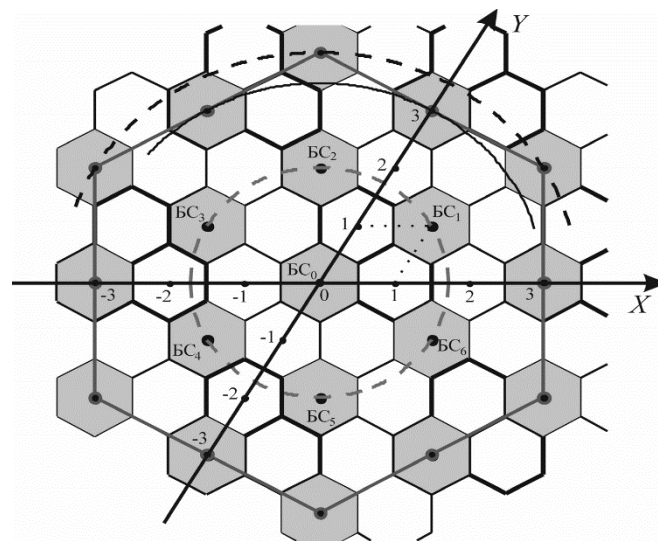


Рисунок 2.2 – Топологія мережі для  $K = 3$

Захисний інтервал  $D$  визначає відстань від центру координат до центрів відповідних осередків у першому колі. На рис. 2.2 зафарбовані всі осередки, що працюють на частотах приймально-передавального обладнання центральної стільниці.

За першим колом розташоване друге коло джерел завад, що складається з 12 кластерів, потім третє – з 18 кластерів тощо. Зазначимо, що це закономірність зберігається за будь-яких значеннях розмірності кластера  $K$ .

На рис. 2.3 представлені кластери, що утворюють друге коло джерел завад ( $K = 3$ )

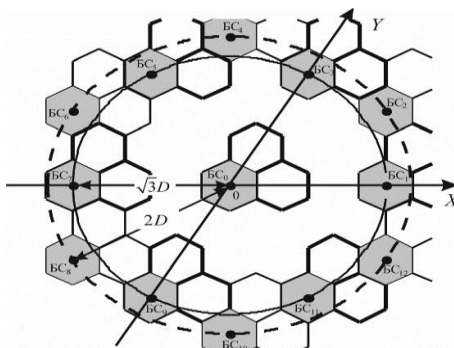


Рисунок 2.3 – Кластери другого кола

На рис. 2.3 видно, що всі  $BC_i$  другого кола розташовані на двох околицях відповідних радіусів. Передавачі  $BC_i$  створюють завади приймачам МС у центральній соті та навпаки, передавачі МС створюють завади в каналах прийому  $BC_i$ .

Рисунок 2.4 ілюструє розподіл у перших двох колах стільникової мережі тих осередків, де використовуються однакові робочі частоти передавачів базових та мобільних станцій відповідно.

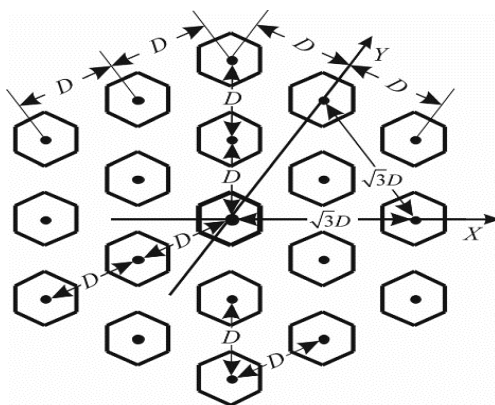


Рисунок 2.4 – Сукупність осередків із співпадаючими частотами

Траєкторію руху мобільної станції в цій соті можна представити у вигляді відрізка прямої лінії або з'єднання кількох прямих ліній. Для аналітичного опису прямолінійних відрізків зручно використовувати рівняння прямої, що проходить через дві точки.

Розглянемо в косокутній системі координат  $XOY$  лінію  $l$ , що проходить через точки  $M_1(x_1, y_1)$  та  $M_2(x_2, y_2)$  (рис. 2.5).

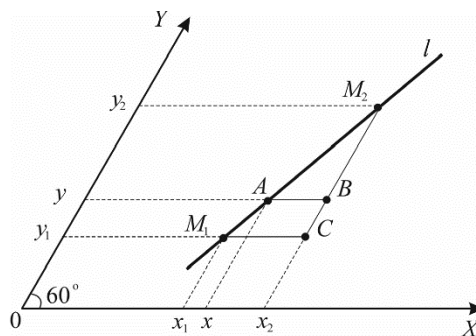


Рисунок 2.5 – До висновку рівняння прямої

Візьмемо на прямій  $l$  довільну точку  $M(x, y)$  та зв'яжемо її поточні координати  $x$  та  $y$  з координатами точок  $M_1$  та  $M_2$ . З подоби трикутників  $AM_2B$  та  $M_1M_2C$  маємо:

$$\frac{M_2B}{M_2C} = \frac{AB}{M_1C} \text{ або } \frac{y_2 - y}{y_2 - y_1} = \frac{x_2 - x}{x_2 - x_1}. \quad (2.4)$$

Звідси

$$y_2(x_2 - x_1) - y(x_2 - x_1) = x_2(y_2 - y_1) - x_2(y_2 - y_1). \quad (2.5)$$

Розділивши обидві частини рівняння на  $(x_2 - x_1)$ , можна записати

$$y_2 - y = x_2 \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} - x \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}. \quad (2.6)$$

Ввівши позначення

$$k = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}, \quad (2.7)$$

отримуємо рівняння прямої, що проходить через дві точки .

$$y = k(x - x_2) + y_2. \quad (2.8)$$

Зазначимо, що рівняння 2.8 формою збігається з аналогічним рівнянням у прямокутній системі координат. Точок  $M_1M_2$  та можуть бути представлені в абсолютних чи відносних одиницях.

Розглянемо техніку визначення рівняння прямої на конкретних прикладах. На рис.2.6 представлена шестикутна комірка, яка є основним елементом стільникової структури. Простір вільного переміщення абонентів обмежується сторонами шестикутника  $AB$ ,  $BC$  тощо. При виході його межі  $MC$  потрапляє під управління іншої базової станції, що вимагає перенесення системи координат тощо.

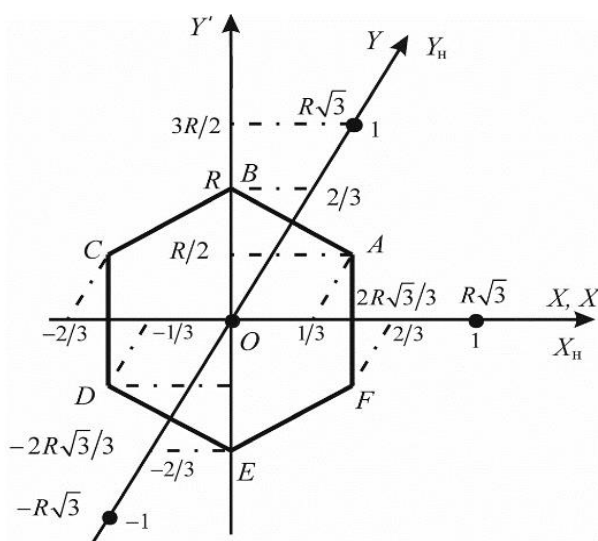


Рисунок 2.6 – Розташування осей трьох координатних систем

Безпосередньо за рис. 2.6 можна визначити координати вершин осередку  $A$ ,  $B$ , ...,  $F$  у трьох координатних системах: прямокутній, косокутній та нормованій косокутній.

Значення координат зазначених точок наведено у табл. 2.2.

Перейдемо до висновку аналітичних виразів для сторін шестикутника. У прямокутній системі координати точок  $A$  і  $B$  згідно з табл.2.2 рівні  $(R\sqrt{3}/2, R/2)$  і  $(0, R)$ . Знаходимо кутовий коефіцієнт прямої  $AB$ :

$$k = \frac{y_B - y_A}{x_B - x_A} = k = \frac{R - R/2}{0 - R\sqrt{3}/2}. \quad (2.9)$$

Таблиця 2.2 – Координати кутових точок шестикутника

№	То чк и	Прямокутна система ко- ординат		Косокутна система координат		Косокутна нормова- на система	
		$x'_A$ $= R\sqrt{3}$ /2	$y'_A$ $= R$ /2	$x_A$ $= R\sqrt{3}$ /3	$y_A$ $= R\sqrt{3}$ /3	$x_{AH}$ $= \frac{1}{3}$	$y_{AH} = \frac{1}{3}$
1	A	$x'_A$ $= R\sqrt{3}$ /2	$y'_A$ $= R$ /2	$x_A$ $= R\sqrt{3}$ /3	$y_A$ $= R\sqrt{3}$ /3	$x_{AH}$ $= \frac{1}{3}$	$y_{AH} = \frac{1}{3}$
2	B	$x'_B$ $= 0$	$y'_B$ $= R$	$x_B$ $= -R\sqrt{3}$ /3	$y_B$ $= 2R\sqrt{3}$ /3	$x_{BH}$ $= \frac{-1}{3}$	$y_{BH} = \frac{2}{3}$
3	C	$x'_C$ $= -R\sqrt{3}$ /2	$y'_C$ $= R$ /2	$x_C$ $= -2R\sqrt{3}$ /3	$y_C$ $= R\sqrt{3}$ /3	$x_{CH}$ $= \frac{-2}{3}$	$y_{CH} = \frac{1}{3}$
4	D	$x'_D$ $= -R\sqrt{3}$ /2	$y'_D$ $= -R$ /2	$x_D$ $= -R\sqrt{3}$ /3	$y_D$ $= -R\sqrt{3}$ /3	$x_{DH}$ $= \frac{-1}{3}$	$y_{DH} = \frac{-1}{3}$
5	E	$x'_E$ $= 0$	$y'_E$ $= -R$	$x_E$ $= R\sqrt{3}$ /3	$y_E$ $= -2R\sqrt{3}$ /3	$x_{EH}$ $= \frac{1}{3}$	$y_{EH} = \frac{-2}{3}$
6	F	$x'_F$ $= R\sqrt{3}$ /2	$y'_F$ $= -R$ /2	$x_F$ $= 2R\sqrt{3}$ /3	$y_F$ $= -R\sqrt{3}$ /3	$x_{FH}$ $= \frac{2}{3}$	$y_{FH} = \frac{-1}{3}$

Відповідно до (2.9) рівняння відрізка прямої  $AB$  має вигляд

$$y' = -\frac{1}{\sqrt{3}}(x' - 0) + R \quad (2.10)$$

або

$$y' = -x'/\sqrt{3} + R, \quad 0 \leq x' \leq R\sqrt{3}/2 \quad (2.11)$$

В косокутній системі координат точок А та В згідно табл. 2.3 дорівнює  $(R\sqrt{3}/3, R\sqrt{3}/3)$  та  $(-R\sqrt{3}/3, R\sqrt{3}/3)$  відповідно.

Таблиця 2.3 – Рівняння сторін шестикутника

№	Від-різок	Прямокутна система координат	Косокутна система координат	Косокутна нормована система
1	<i>AB</i>	$y' = -x'\sqrt{3} + R$	$y = -x/2 + R\sqrt{3}/2$	$y_H = -x_H/2 + 1/2$
2	<i>BC</i>	$y' = -x'\sqrt{3} + R$	$y = x + R\sqrt{3}$	$y_H = x_H + 1$
3	<i>CD</i>	$x' = -R\sqrt{3}/2$	$y = -2x - \sqrt{3} \cdot 3$	$y_H = -2x_H - 1$
4	<i>DE</i>	$y' = -x'/\sqrt{3} - R$	$y = -x/2 - R\sqrt{3}/2$	$y_H = -x_H/2 - 1/2$
5	<i>EF</i>	$y' = -x'/\sqrt{3} - R$	$y = x - R\sqrt{3}$	$y_H = x_H - 1$
6	<i>FA</i>	$x' = R\sqrt{3}/2$	$y = -2x + R\sqrt{3}$	$y_H = -2x_H + 1$

Кутовий коефіцієнт прямої АВ

$$k = \frac{y_B - y_A}{x_B - x_A} = \frac{2R\sqrt{3}/3 - R\sqrt{3}/3}{-R\sqrt{3}/3 - R\sqrt{3}/3} \quad (2.12)$$

Після цього можна безпосередньо записати рівняння прямої АВ в косокутній системі координат

$$y = -\frac{1}{2}(x + R\sqrt{3}/3) + 2R\sqrt{3}/3 \quad (2.13)$$

або

$$y = -x/2 + R\sqrt{3}/2, \quad -R\sqrt{3}/3 \leq x \leq R\sqrt{3}/3. \quad (2.14)$$

Після цього можна безпосередньо записати рівняння прямої  $AB$  у косокутній системі координат

В нормованій косокутній системі координат точки  $A$  та  $B$  відповідно дорівнює  $(1/3, 1/3)$  та  $(-1/3, 2/3)$ . Кутовий коефіцієнт дорівнює  $k = 1/2$ , вираз відрізка прямої  $AB$  має вигляд

$$y_n = -x_n/2 + 1/2, \quad -1/3 \leq x \leq 1/3. \quad (2.15)$$

В подальшому ми використовуємо косокутну нормовану систему координат, тому для спрощення запису змінних  $x_n$  і  $y_n$  індекс “н” опускається.

Дослідження характеру зміни заводової обстановки під час руху мобільної станції щодо БС та джерел внутрішньосистемних завод є важливим етапом проектування та розгортання стільникової мережі. Першим кроком тут є вибір траєкторії руху МС.

Припустимо, що МС рухається від точки  $E$ , як показано на рис. 2.7.

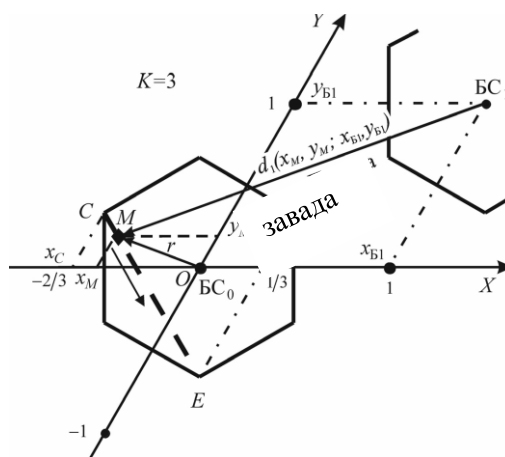


Рисунок 2.7 – Позначення характеру зміни заводової обстановки під час руху мобільної станції щодо БС та джерел внутрішньосистемних завод

Позначимо поточні координати БС через  $x_M$  та  $y_M$ . За табл. 2.3 знаходимо координати кінцевих точок траєкторії  $C(-2/3, 1/3)$  та  $E(1/3, -2/3)$ .

Кутовий коефіцієнт відрізка  $CE$

$$k = \frac{y_E - y_C}{x_E - x_C} = \frac{-\frac{2}{3} - \frac{1}{3}}{\frac{1}{3} + \frac{2}{3}} = -1.$$

Згідно до (2.15) аналітичний вираз лінії руху МС має вигляд

$$y_M = -1(x_M - x_E) + y_E$$

або

$$y_M = -x_M - 1/3, \quad -2/3 < x_M < 1/3 \quad (2.16)$$

Відстань  $r$  між МС з координатами  $(x_M, y_M)$  і «своєю» БС<sub>0</sub>, сумісну з початком координат  $O(0, 0)$  можна визначити за формулою (2.17):

$$r = \sqrt{x_M^2 + x_M + y_M + y_M^2}. \quad (2.17)$$

Вираз (2.17) придатний для будь-якої траєкторії руху МС. Якщо шлях МС збігається з лінією МС, то підставляючи (2.16) до (2.17), отримаємо

$$r = \sqrt{x_M^2 + x_M/3 + 1/9}, \quad -2/3 \leq x_M \leq 1/3. \quad (2.18)$$

Максимальна відстань між МС та БС<sub>0</sub> буде тоді, коли МС знаходиться у точках  $C$  та  $E$ , тобто. на межі стільника. Воно дорівнює радіусу стільника, що у відносних одиницях становить  $r = \sqrt{1}$  [12].

Як зазначалося раніше, у кластерах першого кола розташовані базові станції БС<sub>*i*</sub>, передавачі яких використовують ту саму робочу частоту, що і БС<sub>0</sub>. Відстань між БС<sub>*i*</sub>, що створює завади, та приймачем МС можна визначити за формулою (2.1):

$$d(x_M, y_M; x_{Bi}, y_{Bi}) = \sqrt{(x_M - x_{Bi})^2 + (x_M - x_{Bi})(y_M - y_{Bi}) + (y_M - y_{Bi})^2} = \sqrt{K + r^2 - x_M(2x_{Bi} + y_{Bi}) - y_M(x_{Bi} + 2y_{Bi})}, \quad i=1,2,\dots,6. \quad (2.19)$$

де  $x_{Bi}$ ,  $u_{Bi}$  – координати джерел завод з першого кола, значення яких приведені в табл.2.4.

Таблиця 2.4 – Координати БС, які створюють заводи на співпадаючих частотах

Ба- зо- ва ста нці я	Розмірність кластеру							
	K=1		K=3		K=4		K=7	
	$x_{Bi}$	$u_{Bi}$	$x_{Bi}$	$u_{Bi}$	$x_{Bi}$	$u_{Bi}$	$x_{Bi}$	$u_{Bi}$
Бс <sub>1</sub>	1	0	1	1	2	0	2	1
Бс <sub>2</sub>	0	1	-1	2	0	2	-1	3
Бс <sub>3</sub>	-1	1	-1	1	-2	2	-3	2
Бс <sub>4</sub>	-1	0	-1	-1	-2	0	-2	-1
Бс <sub>5</sub>	0	-1	1	-2	0	-2	1	-3
Бс <sub>6</sub>	1	-1	2	-1	2	-2	3	-2

Легко перевірити, що координати базових станцій у табл. 5.5 пов'язані з розмірністю кластера  $K$  співвідношенням:

$$K = x_{Bi}^2 + x_{Bi} * u_{Bi} + u_{Bi}^2, \quad i=1,2,\dots,6, \quad (2.20)$$

що розкриває сенс чисел  $i$  та  $j$  у виразі (2.19).

В Додатку А.1 приведено лістинг програми m-файл «Presentation» пакету математичного моделювання MATLAB, яка шість разів викликає функцію «hexagon», у результаті чого в різних місцях площини з'являється графічне зображення шести стільників різних розмірів (рис. 2.8).

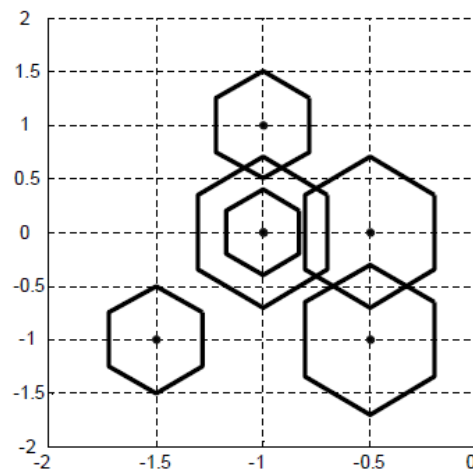


Рисунок 2.8 – Результати роботи *m*-файла «Presentation»

Створимо другу М-функцію з двома вхідними аргументами, яка будуватиме кластери ( $K = 3$ ) у будь-якому місці на площині, використовуючи для цього М-функцію hexagon ( $x_0, y_0, R$ ).

Команди, наведені в Додатку А.2, будують кластер, що складається з трьох сотень, причому центр зафарбованої стільниці знаходиться в точці з координатами  $(x, y)$ . Файл-функція clusterK3 ( $x, y$ ) може бути використана для побудови стільникових структур довільних конфігурацій, що відповідають обрисам території обслуговування.

Результати роботи файл-програми «Presentation» представлені на рис. 2.9.

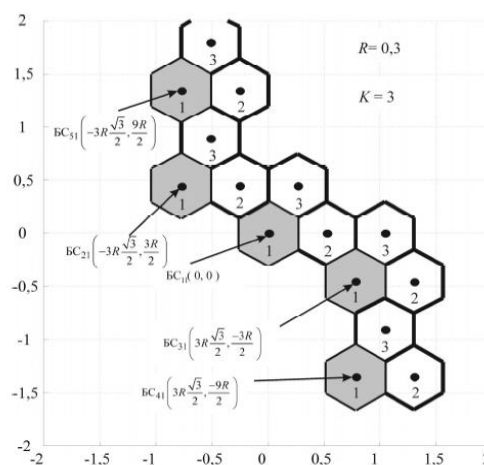


Рисунок 2.9 – Фрагмент плоскої регулярної гексагональної решітки

### 2.1.2 Модель внутрішньосистемних завдань в мережах мобільного зв'язку.

Внаслідок того, що стільникова топологія передбачає багаторазове використання одних і тих же частот, в мережі рухомого радіозв'язку виникають специфічні взаємні завади. Ці завади можна поділити на два види. До першого виду відносяться випромінювання передавачів мобільних станцій в осередках з співпадаючими частотами, що створюють завади в каналах прийому БС виділеної стільниці (рис. 2.10).

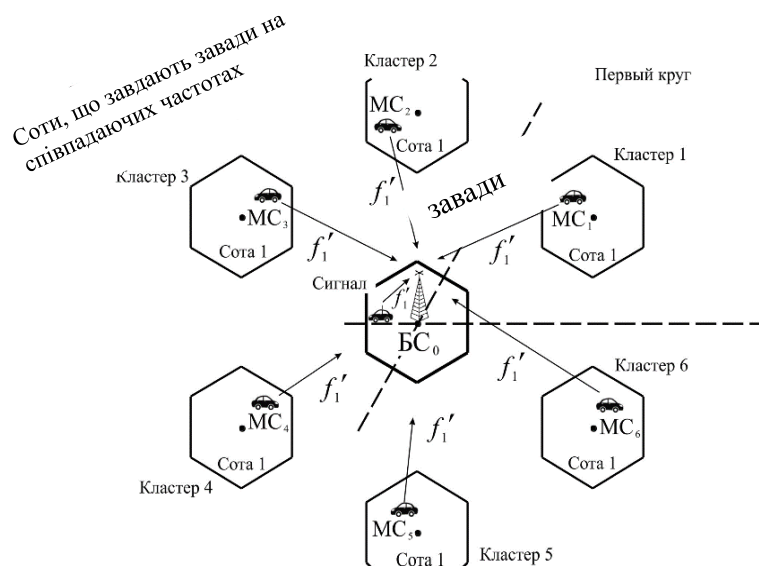


Рисунок 2.10 – До розрахунку відношення сигнал/завада на вході приймача БС

Відношення сигнал/завада на вході приймача БС визначається виразом

$$p_M^2 = \frac{P_{\text{пр,М}}}{P_{\text{ш,М}} + \sum_{i=1}^{K_2} P_{\text{п,Б}i}} \quad (2.21)$$

де  $P_{\text{пр,М}}$  – потужність сигналу на вході приймача БС центральної стільниці, що надходить під час сеансу зв'язку від МС цієї стільниці;  $P_{\text{ш,Б}}$  – потужність теплового шуму приймача БС;  $P_{\text{п,М}j}$  – потужність завади від передавача МС в соті  $j$ -го кластера, що надходить на вхід приймача БС центральної стільниці;  $k_1$  – число МС, створюють завади під час цього сеансу зв'язку.

Потужність теплового шуму приймача може бути розрахована за формулою

$$P_{\text{п,Б}} = nkT_0 \Delta f_{\text{пр}} Bm. \quad (2.22)$$

Передавачі базових станцій  $BC_i$  всіх осередків із співпадаючими частотами у першому колі створюють завади приймачеві МС, що знаходиться в центральній соті (рис. 2.11).

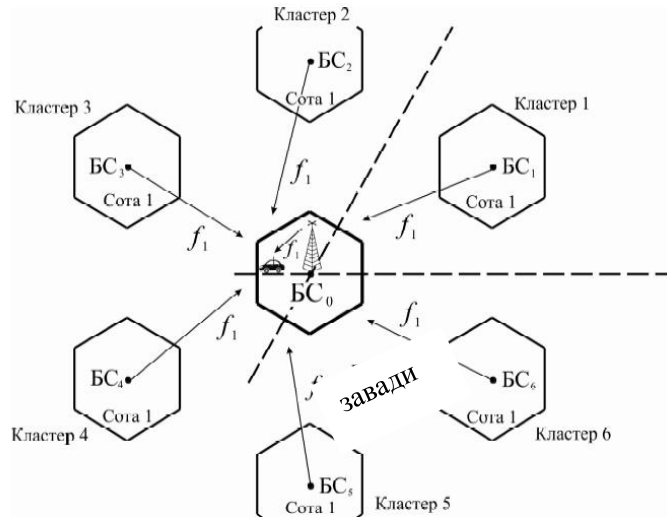


Рисунок 2.11 – До розрахунку ставлення сигнал/завада на вході приймача МС

Відношення сигнал/завада на вході приймача МС у разі

$$p_M^2 = \frac{P_{\text{пр,М}}}{P_{\text{ш,М}} + \sum_{i=1}^{k_2} P_{\text{п,Бі}}} \quad (2.23)$$

де  $P_{\text{пр,М}}$  – потужність сигналу на вході приймача МС, створювана передавачем  $BC_0$ ;  $P_{\text{ш,М}}$  – потужність власних шумів приймача МС;  $P_{\text{п,Бі}}$  – потужність завади від передавача  $BC_i$  в  $i$ -му кластері;  $k_2$  – кількість базових станцій, що створюють під час сеансу зв'язку завади каналі прийому мобільної станції центральної стільниці.

Для отримання чисельних значень потужності корисного сигналу  $P_{\text{пр,М}}$  та внутрішньосистемної завади  $P_{\text{п,М}j}$ ,  $P_{\text{п,Бі}}$  можна скористатися формулами першого рівняння передачі.

При малому радіусі стільниці і невеликій розмірності кластера для розрахунку потужності корисного сигналу і завад можна використовувати один і той же вираз. У деяких випадках для розрахунку потужності сигналу та завад використовують одну формулу, але з різними параметрами.

2.1.3 Розрахунок відношення сигнал/завада на вході приймача МС при використанні двопроменевої моделі поширення радіохвиль.

Розглянемо внутрішньосистемні завади другого виду на деякій ділянці стільникової мережі (рис. 2.12).

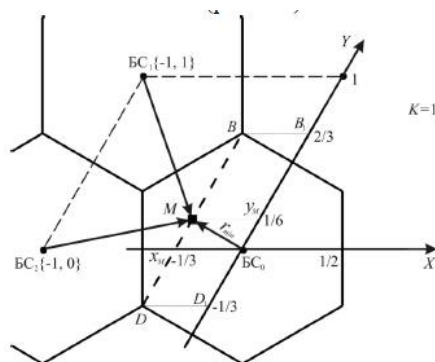


Рисунок 2.12 – Фрагмент стільникової мережі

Для певності припустимо, що розмірність кластера дорівнює  $K = 1$ , що притаманно технології CDMA. І тут кожен кластер складається з однієї стільники.

Розглянутий фрагмент складається з трьох сотень, де використовуються одні й ті самі частоти. Мобільна станція рухається траєкторією DB. Її координати  $M(x_M, y_M)$  змінюються, внаслідок чого змінюється і відстань  $r$  між МС і  $BS_0$ , звідки надходить корисний сигнал. Завади на частотах, що збігаються, надходять від передавачів базових станцій  $BS_1$  і  $BS_2$ , тобто у разі  $k_2 = 2$ . Припускаємо, що умови розповсюдження радіохвиль відповідають двопроменевій моделі. У цьому випадку потужність сигналу визначається як

$$P_{\text{пр,М}} = \alpha_0 r^{-4}, \quad (2.24)$$

де  $\alpha_0 = P_{\text{пер,Бс0}} G_{10} G_2 (h_1 h_2)^2$ .

Для потужності завади маємо

$$P_{\text{п.Бі}} = \alpha_i d_i^{-4}(x_M, y_M; x_{\text{Бі}}, y_{\text{Бі}}), \quad (2.25)$$

де  $\alpha_i = P_{\text{пер,Бс0}} G_{10} G_2 (h_1 h_2)^2$ ;  $d_i(x_M, y_M; x_{\text{Бі}}, y_{\text{Бі}})$ - відстань від антени  $BS_i$  до приймача мобільної станції.

Якщо знехтувати власними шумами приймача Рш.М, то відношення сигнал/завада (2.25) для нашого випадку можна переписати так

$$p_M^2 = \sum_{i=2}^2 \frac{\alpha_0 r^{-4}}{\alpha_i d_i^{-4}(x_M, y_M; x_{Bi}, y_{Bi})} \quad . \quad (2.26)$$

Припустимо, що технічні характеристики приймального обладнання та антенно-фідерних систем всіх базових станцій однакові, тобто  $\alpha_0 = \alpha_i$ ,  $i = 1, 2$ . Тоді (2.26) набуває вигляду

$$p_M^2 = \frac{r^{-4}}{d_i^{-4}(x_M, y_M; x_{Bi}, y_{Bi})} \quad . \quad (2.27)$$

Таким чином, розрахунок відношення сигнал/завада зводиться до обчислення трьох відстаней за формулами (2.27) або (2.28).

Відстань  $r$  між МС та БС0 у загальному випадку було визначено в попередньому розділі, формула (2.17), а саме:

$$r = \sqrt{x_M^2 + x_M y_M + y_M^2} \quad . \quad (2.28)$$

Знайдемо рівняння лінії DB, якою рухається МС.

Відповідно до табл. 2.4 координати точок D і B у відносній косокутній системі рівні  $D\{-1/3; -1/3\}$  та  $B\{-1/3; 2/3\}$ . Коефіцієнт  $k$  дорівнює

$$k = \frac{y_B - y_D}{x_B - x_D} = \frac{2/3 - (-1/3)}{-1/3 - (-1/3)} \rightarrow \infty. \quad (2.29)$$

Відповідно до (2.29) знаходимо

$$Y = k(x - x_B) + y_B. \quad (2.30)$$

Розділивши обидві частини рівності (9.6) на  $k$ , отримаємо

$$x = x_B \text{ або } x_M = -1/3, \quad -1/3 \leq y_M \leq 2/3. \quad (2.31)$$

Це і є аналітичний вираз для траєкторії руху МС в центральній соті. Зауважимо, що лінія DB паралельна до осі OY.

Підставляючи (2.29) в (2.27), знаходимо закон зміни відстані між МС і БС<sub>0</sub> при русі МС по лінії DB:

$$r(y_M) = \sqrt{y_M^2 - y_M/3 + 1/9}, \quad -1/3 \leq y_M \leq 2/3. \quad (2.32)$$

При деякому значенні  $y_M$  відстань між МС і БС<sub>0</sub> стає мінімальною  $r=r_{\min}$ . Визначити  $r_{\min}$  можна з рівняння

$$\frac{dr(y_M)}{dy_M} = 0. \quad (2.33)$$

Після диференціювання отримуємо

$$\frac{dr(y_M)}{dy_M} = \frac{2y_M - 1/3}{2\sqrt{y_M^2 - y_M/3 + 1/9}} = 0. \quad (2.34)$$

Підставляючи оптимальне значення  $y_M^*$  в (2.28), отримуємо

$$r_{\min} = \sqrt{y_M^2 - y_M/3 + 1/9} = \frac{1}{2\sqrt{3}} = \frac{R_H}{2}. \quad (2.35)$$

Таким чином,  $r_{\min}$  дорівнює половині відносного (нормованого) радіусу стільника.

Підставляючи (2.35) і (2.36) в (2.26), отримуємо остаточну розрахункову формулу для визначення відношення сигнал/завада на вході приймача МС

$$p_M^2 = \frac{(y_M^2 - y_M/3 + 1/9)^{-2}}{\sum_{i=1}^2 [K + r^2 - x_M(2x_{Bi} + y_{Bi}) - y_M(x_{Bi} + 2y_{Bi})]} \quad -1/3 \leq y_M \leq 2/3. \quad (2.36)$$

Слід зазначити, що вираз (2.36) справедливий тільки для конкретної конфігурації мережі, яка зображена на рис. 2.12.

Для ілюстрації працездатності моделі розглянемо сценарій розрахунку відношення сигнал/завада на вході приймача МС, що рухається трасою DB, коли  $r=r_{\min}$  (див. рис. 2.12). Джерелами внутрішньосистемних завад є передавачі базових станцій БС<sub>1</sub> та БС<sub>2</sub>. Передбачається, що умови поширення радіохвиль допускають застосування двопроменевої моделі.

Координати джерел завад згідно з табл. 2.2 БС<sub>1</sub>{-1;1} та БС<sub>2</sub>{-1;0}, розмірність кластера  $K = 1$ . Координати мобільної станції  $x_M = -1/3$  та  $y_M^* = 1/6$ .

Як було показано вище,

$$r_{\min} = \frac{R_H}{2} = \frac{1}{2\sqrt{3}}$$

Вираз (2.25) зручно переписати у вигляді

$$p_M^2(y_M^*) = \frac{A}{B_1 + B_2}$$

Підставляючи чисельні значення отримаємо

$$A = \left[ \left( \frac{1}{6} \right)^2 - \frac{1}{6} * \frac{1}{3} + \frac{1}{9} \right]^2 = 144;$$

$$B_1 = \left[ 1 + \left( \frac{1}{2\sqrt{3}} \right)^2 - \left( -\frac{1}{3} \right) (-2 * 1 + 1) - \frac{1}{6} (-1 + 2 * 1) \right]^{-2} = \left( \frac{12}{7} \right)^{-2} = 2.938;$$

$$B_2 = \left[ 1 + \left( \frac{1}{2\sqrt{3}} \right)^2 - \left( -\frac{1}{3} \right) (-2 * 1 + 0) - \frac{1}{6} (-1 + 2 * 0) \right]^{-2} = \left( \frac{12}{7} \right)^{-2} = 2.938.$$

Звідси

$$p_M^2(y_M^*) = \frac{144}{2 * 2.938} = 24.5 \text{ (13,9 дБ)}.$$

Зауважимо, що величини  $A, B_1, B_2$  – безрозмірні.

Таким чином, у точці М відношення с/п на вході приймача мобільної станції дорівнює  $p_M^2(y_M^*) = 24,5$  (13,9 дБ).

#### 2.1.4 Динаміка заводої обстановки під час руху МС в межах стільника.

Якщо мобільна заданій траєкторії, то завада, тобто. рівень завад, безперервно змінюється. Зазвичай розглядають переміщення МС по прямих лініях, які відповідають вулицям міст та селищ. Знову звернемося до рис. 2.12 та розглянемо рух МС від D до B по штриховій лінії. Отримані вище співвідношення дають можливість розрахувати та побудувати графік залежності відношення с/п від координат МС у відносній афінній системі координат. Справді, координата  $M_x$  не змінюється, а координата  $y_M$  змінюється від  $-1/3$  до  $2/3$ . З огляду на це для дослідження динаміки енергетичного потенціалу низхідної лінії скористаємося виразами (2.26), (2.30) та (2.31).

Програму розрахунків у середовищі Matlab містить лістинг у додатку А.3. Результати роботи програми наведено на рис. 2.13.

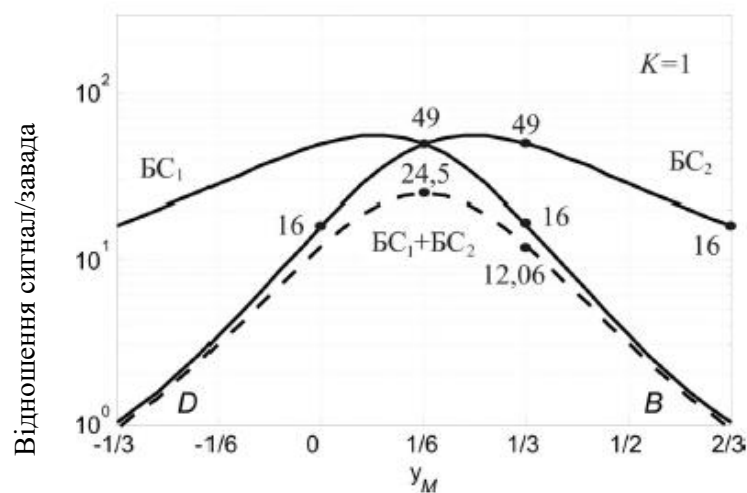


Рисунок 2.13 – Залежність 2 від координати  $y_M$  при русі мобільної станції по лінії DB

Досліджуючи отримані графіки, можна виявити багато цікавих закономірностей. Насамперед привертає увагу повна симетрія побудованих кривих, що пояснюється особливим розташуванням траєкторії МС щодо джерел завад.

Розглянемо випадок, коли заваду створює одне джерело, наприклад  $BC_2$ . У точці D шляху  $BC_2$  МС – і  $BC_0$  МС – рівні радіусу стільника, тому потужності сигналу та завади також рівні, отже  $\rho_M^2 = 1$ , що й зазначено на

рис. 2.13. Далі коли  $u_M = 0$ , то відрізки  $BC_2 MC_2$  і  $BC_0 MC_0$  – лежать на одній лінії, що збігається з віссю  $OX$ . У цьому випадку  $r = 1/3$ , а  $d_2 = 2/3$ . Згідно з виразом (2.24) запишемо

$$p_M^2 = \frac{r^{-4}}{d_2^{-4}} = \frac{\left(\frac{1}{3}\right)^2}{\left(\frac{2}{3}\right)^2} = 16.$$

що також зазначено на рис. 2.13.

Коли МС опиняється в точці В, то відстань до  $BC_0$  дорівнює радіусу стільника  $r=R_H$ , а до джерела завади подвоєному радіусу стільники, тобто.  $d_2=2R_H$

Тоді

$$p_M^2 = \frac{r^{-4}}{d_2^{-4}} = \frac{R_H^{-4}}{(2R_H)^{-4}} = 16.$$

Так само можна виконати аналіз характерних точок на кривій, що визначає вплив завади від  $BC_1$ . Якщо завади надходять від  $BC_1$  та  $BC_2$ , то графік залежності  $p_M^2(u_M)$  виявляється симетричним щодо вертикальної лінії, що проходить через позначку  $u_M = 1/6$ .

У якості прикладу працездатності математичної моделі, розглянемо наступний сценарій. Мобільна станція знаходиться в точці М з координатами  $x_M=-1/3$  та  $u_M=1/3$ . Коли завада надходить від передавача  $BC_2$ , с/п на вході приймача МС становить  $p_M^2 = 49$  (16,9 дБ). Якщо ж працює лише передавач  $BC_1$ , то  $p_M^2 = 16$  (12дБ). Необхідно визначити с/п на вході приймача МС, коли включено обидва передавачі, що створюють завади. Запишемо вираз для відношення сигнал/завада у загальному вигляді

$$p_M^2 = \frac{P_c}{P_{п1}P_{п2}}. \quad (2.37)$$

Розділивши чисельник і знаменник на  $P_c$ , отримуємо

$$p_M^2 = \frac{1}{P_{п1}/P_c + P_{п2}/P_c}.$$

У нашому випадку

$$P_{п1}/P_c = 1/49 = 0,0204 \text{ та } P_{п2}/P_c = 1/16 = 0,0625.$$

Тоді

$$p_M^2 = \frac{1}{0,0204 + 0,0625} = 12,06 \text{ (10,08 дБ)}.$$

Ілюстрація отриманого результату наведена на рис. 2.13.

### 2.1.5 Розрахунок внутрішньосистемних завад при використанні моделі Окамури-Хати

При аналізі поширення радіохвиль в умовах міста або передмістя часто використовують модель Окамури-Хати, що базується на емпірико-статистичному підході. Відомо, що така модель дозволяє передбачити лише медіанний рівень радіосигналу, що приймається приймачем, в умовах статистично однорідного міста.

Якщо припустити, що заваду створює передавач однієї базової станції БС та умови поширення для сигналу та завади однакові, то розрахувати ставлення сигнал/завада можна за формулою (2.35). Для певності можна розглядати стільникову структуру, показану на рис. 2.12. Потужність сигналу на вході приймача МС дорівнює

$$P_{пр,МС} = P_{пер,БС0} + G_{БС0} - 69.55 - 26.16lgr + 13.82lgh_{БС0} - [45 - 6.55lgh_{БС0}]lgr, \text{ дБВт.} \quad (2.38)$$

Для розрахунку потужності завади від БС<sub>i</sub> на вході приймача МС знову скористаємося формулою (2.4):

$$P_{пр,Бi} = P_{пр,Бi} = P_{пер,БСi} + G_{БСi} - 69.55 - 26.16lgr + 13.82lgh_{БСi} - [45 - 6.55lgh_{БСi}]lgr [d_i(x_M, y_M; x_{БСi}, y_{БСi})] \text{ дБВт.} \quad (2.39)$$

Відношення с/п у децибелах одно

$$p_{Mi}^2 = P_{пр,МС} - P_{пр,БСi} \text{ , дБ} \quad (2.40)$$

Припустимо, технічні характеристики БС0 і БСi однакові, тобто.

$$P_{пр,Б0} = P_{пер,БСi} + G_{БС0} = G_{БСi} \text{ та } h_{БС0} = h_{БСi}.$$

Тоді підставляючи (2.36) і (2.37) в (2.38), можна отримати для с/п наступний компактний вираз:

$$p_{Mi}^2 = [45 - 6,55 \lg h_{БС}] \lg \frac{d_i(x_M, x_y; x_{Bi}, y)}{r} \text{ дБ} \quad (2.41)$$

де  $h_{БС}$  – висота установки антен базових станцій, м.

Якщо відстані від МС до базових станцій рівні, тобто

$$r = d_i(x_M, x_y; x_{Bi}, y_{Bi}), \text{ то } p_{Mi}^2 = 0 \text{ дБ .}$$

Якщо ж  $h_{БС} = 30\text{м}$  і відстань до джерела завад вдвічі більша, ніж до джерела сигналу, то згідно (2.13) отримуємо

$$p_M^2 = [45 - 6.55 \lg 30] \lg 2 = 10.63 \text{ дБ (11.56).}$$

У тому випадку, коли діють завади від кількох передавачів із сусідніх кластерів, відношення сигнал/завада на вході приймача МС можна розрахувати наступним чином:

$$p_M^2 = \frac{1}{\sum_{i=1}^N 10^{-0,1 p_{Mi}^2}}, \quad N = 1, 2, \dots, 6, \quad (2.42)$$

де  $p_{Mi}^2$  - величина с/п при впливі завади від i-го джерела, що розраховується за формулою (2.38).

Описана методика дозволяє аналізувати динаміку завадової обстановки при розгортанні стільникових мереж у передмістях та районах міської забудови.

### 2.1.6 Вплив характеристик антени БС на енергетичний потенціал низхідної лінії.

При оцінці енергетичного потенціалу на лінії БС-МС необхідно враховувати форму ДС антени БС та висоту її закріплення на щоглі. Певні проблеми у своїй комірці виникають тоді, коли таку оцінку доводиться робити за умов руху МС по заданій траєкторії.

Розглянемо фрагмент стільникової мережі, де деякий осередок (стільник) пов'язаний з нормованою афінною системою координат  $XOY$  (рис. 2.14).

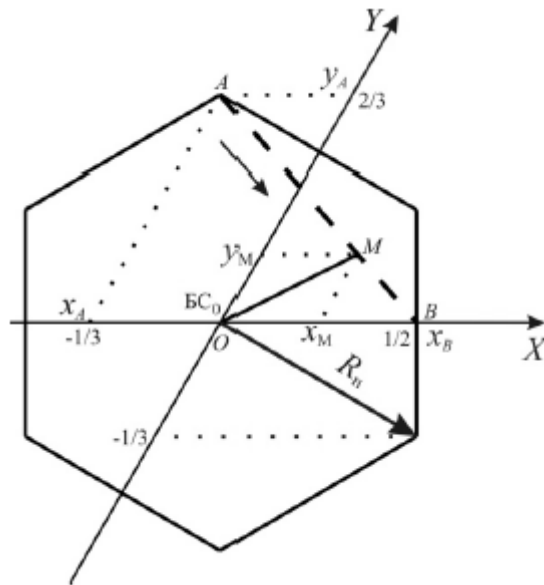


Рисунок 2.14 – Траєкторія руху мобільної станції в соті

Базова станція розташована у центрі стільники з координатами  $(0,0)$ . Припустимо, що мобільна станція, позначена точкою  $M$ , рухається по заданій траєкторії від точки  $A$  з координатами  $(-1/3; 2/3)$  до точки  $B$  з координатами  $(1/2; 0)$ .

Використовуючи методику, викладену в попередньому підрозділі, знайдемо рівняння прямої  $AB$ . Кутовий коефіцієнт прямої дорівнює

$$k = \frac{y_B - y_A}{x_B - x_A} = \frac{0 - 2/3}{1/2 - (-1/3)} = -4/5.$$

На підставі виразу (2.8) запишемо рівняння прямої  $AB$ :

$$y = -\frac{4}{5}\left(x - \frac{1}{2}\right) - 0 = -\frac{4}{5}x + \frac{2}{5}.$$

Щоб підкреслити зв'язок МС з лінією АВ, введемо для змінних позначення  $x_M$  та  $y_M$ . Тоді

$$y_M = -\frac{4}{5}x_M + \frac{2}{5}, \quad -1/3 \leq x_M \leq 1/2. \quad (2.41)$$

Рисунок 2.15 ілюструє ситуацію в тривимірному просторі.

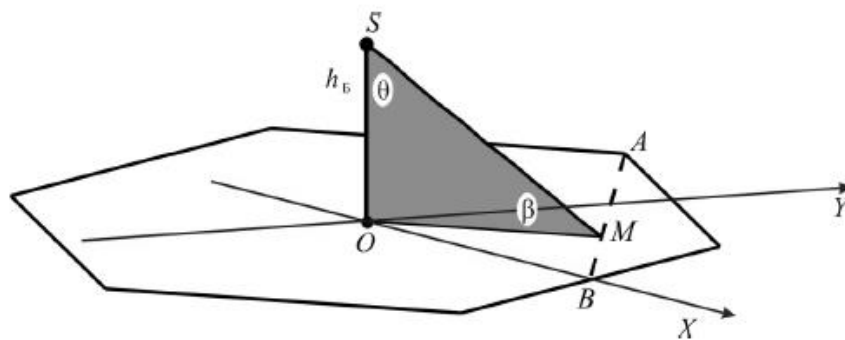


Рисунок 2.15 – До розрахунку модуля похилої дальності

Антенна BC розміщується в точці S на щоглі заввишки  $h_B$ . Лінію SM між антенами BC та MC називають похилою дальністю. При русі MC змінюються її координати ( $x_M, y_M$ ) внаслідок чого змінюється модуль похилої дальності  $d(S, M)$  і кут місця  $\beta$ .

Лінія OM є проекцією похилої дальності на горизонтальну площину. Знайдемо довжину прямої OM за формулою (5.1):

$$d(O, M) = \sqrt{(x_M - x_{B_0})^2 + (x_M - x_{B_0})(y_M - y_{B_0}) + (y_M - y_{B_0})^2}.$$

Оскільки  $x_{B_0} = 0$  та  $y_{B_0} = 0$ , то

$$d(O, M) = \sqrt{x_M^2 + x_M y_M + y_M^2}. \quad (2.43)$$

Вирази (2.10) і (2.16) збігаються, чого слід очікувати. Підставляючи (2.15) в (2.42), отримуємо

$$d(O,M) = \sqrt{x_M^2 + x_M \left(-\frac{4}{5}x_M + \frac{2}{5}\right) + \left(-\frac{4}{5}x_M + \frac{2}{5}\right)^2}.$$

Після очевидних спрощень модуль ОМ набуває вигляду

$$d(O,M) = \sqrt{\frac{21}{25}x_M^2 - \frac{6}{25}x_M + \frac{4}{25}}, \quad -1/3 \leq x_M \leq 1/2 \quad . \quad (2.44)$$

Для визначення модуля похилої дальності SM необхідно нормувати третій вимір прийнятої системи координат. Для цього виконують дві операції:

- виражають висоту щогли через радіус стільники R;
- нормують висоту щогли діленням на R 3.

Таким чином,

$$h_B = aR \text{ та } h_{BH} = \frac{h_B}{R\sqrt{3}} = \frac{a}{\sqrt{3}}. \quad (2.45)$$

Тепер з урахуванням (2.43) та (2.44) модуль похилої дальності можна отримати за теоремою Піфагора:

$$d(S,M) = \sqrt{OM^2 + h_{BH}^2} = \sqrt{\frac{21}{25}x_M^2 - \frac{6}{25}x_M + \frac{4}{25} + \frac{a^2}{3}},$$

$$-1/3 \leq x_M \leq 1/2. \quad (2.46)$$

Згідно рис. 9.6, кут місця  $\beta$  можна визначити наступним чином:

$$\beta = \arctg \frac{h_{BH}}{d(O,M)} = \arctg \frac{a/\sqrt{3}}{\frac{1}{5}\sqrt{21x_M^2 - 6x_M + 4}}.$$

$$-1/3 \leq x_M \leq 1/2 \quad (2.47)$$

Зауважимо, що кут місця залежить від висоти закріплення антени на щоглі БС, вибраної траєкторії та координати МС.

### 2.1.7 Апроксимація діаграми спрямованості антени базової станції

Досить часто виникає ситуація, коли відсутня аналітична запис ДС антени БС, проте існує її графічне зображення, як показано на рис. 2.16. У цьому випадку вибирають на графіку діаграми спрямованості ту ділянку кривої, кутові розміри якого відповідають діапазону зміни кута  $\theta$  при русі МС, і апроксимують криву одним з відомих методів.

Розглянемо квадратичну апроксимацію. Нехай відомі три значення нормованої ДС за потужністю  $F^2(\theta)$  для кутів,  $\theta_1$   $\theta_2$   $\theta_3$ , які рівні відповідно  $F^2(\theta_1) = F_1$ ,  $F^2(\theta_2)=F_2$ ,  $F^2(\theta_3)=F_3$ .

Тоді графік  $F^2(\theta)$  може бути апроксимований квадратичною функцією

$$F^2(\theta) = A * \theta^2 + B * \theta + C, \theta_{min} \leq \theta \leq \theta_{max}.$$

Невідомі А, В і С визначаються із системи лінійних рівнянь

$$\begin{aligned} A * \theta_1^2 + B \theta_1 + C &= F_1; \\ A * \theta_2^2 + B \theta_2 + C &= F_2; \\ A * \theta_3^2 + B \theta_3 + C &= F_3. \end{aligned} \tag{2.48}$$

Визначник системи (2.21)

$$\Delta = \begin{vmatrix} \theta_1^2 & \theta_1 & 1 \\ \theta_2^2 & \theta_2 & 1 \\ \theta_3^2 & \theta_3 & 1 \end{vmatrix}$$

є визначником Вандермонда. Відомо, що система (2.48) має єдине рішення, яке знаходиться за формулами Крамера

$$A = \frac{\Delta_1}{\Delta}; \quad B = \frac{\Delta_2}{\Delta}; \quad C = \frac{\Delta_3}{\Delta},$$

де

$$\Delta = \begin{vmatrix} F_1 \theta_1 1 \\ F_2 \theta_2 1 \\ F_3 \theta_3 1 \end{vmatrix}; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} \theta_1^2 F_1 1 \\ \theta_2^2 F_2 1 \\ \theta_3^2 F_3 1 \end{vmatrix} \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} \theta_1^2 \theta_1 F_1 \\ \theta_2^2 \theta_2 F_2 \\ \theta_3^2 \theta_3 F_3 \end{vmatrix}$$

Таким чином, діаграму спрямованості антени БС апроксимує функція

$$F_1(\theta) = -0.21 * \theta^2 + 33.92 * \theta - 1348.32.$$

$$72^\circ \leq \theta \leq 87^\circ \quad (2.48)$$

графік якої наведено на рис. 2.16.

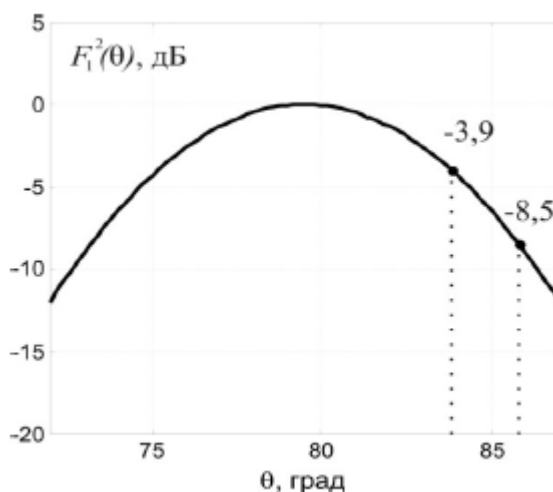


Рисунок 2.16 – Нормована діаграма спрямованості антени БС

Усі вихідні дані розрахунку потужності корисного сигналу на вході приймача МС вже підготовлені. Залишилося тільки вибрати відповідну модель поширення радіохвиль і користатися однією з формул першого рівняння передачі. Щоб не ускладнювати завдання, припустимо, що між БС та МС існує пряма видимість і можна скористатися рівнянням вільного простору. Тоді

$$P_{\text{пр,МС}} = \frac{P_{\text{пер,БС}} G_1 F_1^2(\theta, \varphi) G_2 \lambda^2}{16\pi^2 d^2(S, M)} \quad (2.49)$$

Таким чином, для виконання розрахунків необхідно використовувати виведені вище формули (2.19), (2.20) та (2.49).

Для завершення досліджень розглянемо такий приклад.

Розрахувати та побудувати графік залежності  $P_{\text{пр.МС}}$  від координати МС при русі абонента по траєкторії АВ. Використовувати такі вихідні дані:

$P_{\text{пер.МС}}=20$  Вт;  $G_1=12$  дБ;  $G_2=1.64$ ;  $f=900$  МГц;  $h_B=72$ м.

Як антена БС використовується ненаправлена в горизонтальній площині антена з діаграмою спрямованості. Виконати цей розрахунок можна у середовищі Matlab. В Додатку А.4 наводиться файл-програма з необхідними коментарями. Результати розрахунків представлені на рис. 2.17, який дозволяє зробити кількісне порівняння двох варіантів.

Залежність  $P_{\text{пр.МС}}$  від координат МС

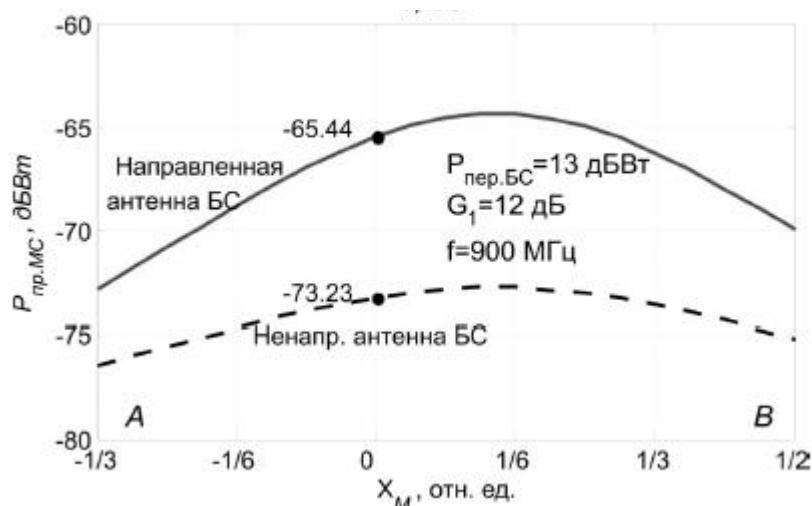


Рисунок 2.17 – Графіки залежності рівня потужності сигналу, що приймається

Перший передбачає використання антени БС, що має спрямованість у вертикальній площині. Другий – використання на базовій станції ізотропної антени.

2.1.8 Розробка моделі частотно-територіального плану мережі мобільного зв'язку з високою ефективністю радіоресурсу

Побудову мережі LTE доцільно проводити за аналогією з мережами GSM - на основі частотних кластерів (англ. Cell cluster). У мережі GSM під стільниковим (частотним) кластером розуміється група примикаючих одна до одної сот, в ме-

жах якої повторне використання одних і тих же частот неприпустимо через перевищення порогового рівня взаємних завад. В цьому випадку потрібно визначитися з типом частотного кластера і після його вибору мережу стільникового зв'язку будують, повторюючи одні і ті ж частотні кластери в межах зони покриття мережі. Критерієм при виборі частотного кластера є виконання вимог по допустимому відношенню сигнал/завада. В якості завад у даному випадку розглядаються завади абонентських станцій, які створюють базові станції сусідніх кластерів, що працюють на повторюваних частотах. Ймовірність невиконання вимог по допустимому відношенню сигнал/завада в точці прийому  $P(C)$  оцінює стійкість зв'язку при переміщенні рухомого абонента в зоні обслуговування мережі. Зазвичай ймовірність  $P(C)_{tr}$  приймають рівною 0,1...0,15. Оптимальним буде частотний кластер, для якого  $P(C) < P(C)_{tr}$ . При побудові частотного кластера в мережах GSM використовується жорстке призначення груп частот в сотах (секторах) базових станцій, що входять до складу частотного кластера. Конфігурація частотного кластера при побудові мереж LTE безпосередньо впливає на ємність всієї мережі в цілому. На практиці можуть мати місце моделі жорсткого, дробового та м'якого повторного використання частот.

При жорсткому повторному використанні частот вся робоча смуга частот розділена на фіксовану кількість смуг, які призначаються сотам, що входять до частотного кластеру. При цьому в кластері використовується повністю виділений частотний ресурс, виключається можливість виникнення міжсотової інтерференції і забезпечується очікуваний рівень інтерференції між частотними кластерами, на яких побудована мережа.

При м'якому повторному використанні частот вся смуга частот розділена на фіксовану кількість смуг (рис.2.18).

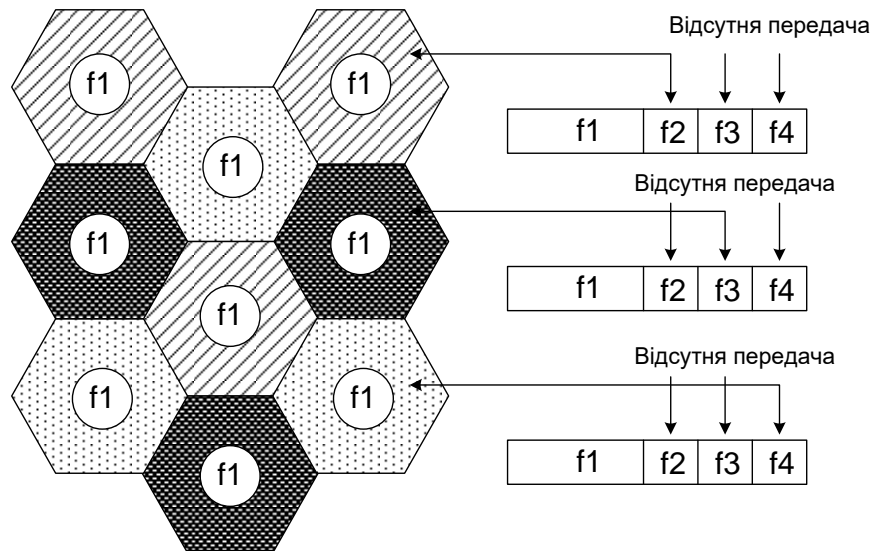


Рисунок 2.18 – Кластер з м'яким розподілом частот

Кожна сота кластера використовує всю смугу робочих частот, але частина з смуг частот виділяється користувачам, що знаходяться на границі соти («дальнім» користувачам). Розподіл цих смуг частот на кордонах сот, що входять в кластер, здійснюється з урахуванням виключення можливості виникнення міжсотової інтерференції в кластері.

При дробовому повторному використанні частот вся робоча смуга частот розділена на фіксовану кількість смуг (рис.2.19). У кожній соті, що входить в кластер, для «ближніх» користувачів використовується одна і та ж смуга частот. При цьому всі стільники недовикористовують робочу смугу частот, т. к. інші смуги частот, розподілені між базовими станціями кластера для обслуговування «далеких» користувачів.

Розподіл цих смуг частот на кордонах сот здійснюється з урахуванням виключення можливості виникнення міжсотової інтерференції в кластері. Кластер використовує всю смугу робочих частот. Внутрішньосистемні завади в архітектурі мережі стільникового рухомого зв'язку створюють насамперед базові станції сусідніх кластерів, які працюють на повторюваних частотах.

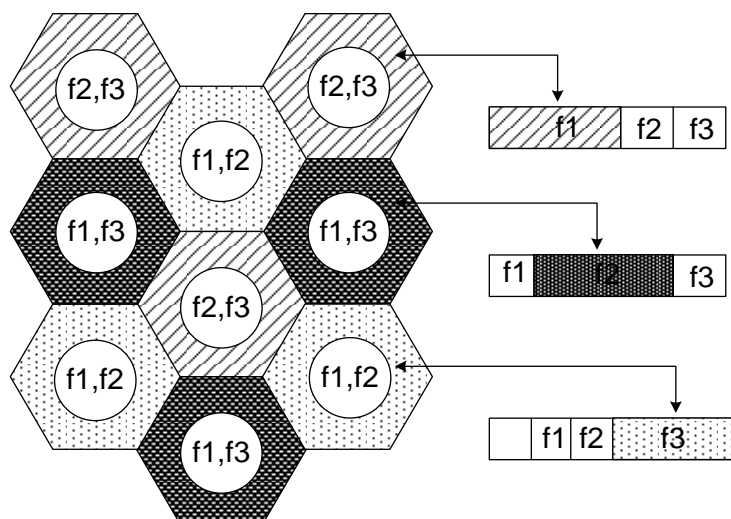


Рисунок 2.19 – Кластер з дробовим розподілом частот

У кластерах з несекторизованими сотами таких близькорозташованих базових станцій, що створюють завади за основним каналом, буде шість. У кластерах з трьох - і шестисекторними сотами – дві та одна завада відповідно. Рівень завад залежить від розмірності кластера, радіуса сот і відстані між стільниками з повторюваними частотами  $D$  і пов'язаний з захисним співвідношенням. Вважаючи, що в більшості випадків загасання сигналу (завади) в системах рухомого зв'язку обернено-пропорційно  $d^4$ , де  $d$  – відстань від джерела сигналу (завади), можна оцінити відносний рівень завад основного каналу прийому для абонентських станцій, що знаходяться на межах сот, який становить для сот з ненаправленою антеною ( $M = 1$ )  $\beta_1 = \beta_2 = (q - 1) \cdot 4$ ,  $\beta_3 = \beta_4 = q - 4$ ,  $\beta_5 = \beta_6 = (q + 1) \cdot 4$ , а для сот з направленими антенами при  $M = 3$ ,  $\beta_1 = (q + 0,7) \cdot 4$ ,  $\beta_2 = q - 4$ , при  $M = 6$ ,  $\beta_1 = (q + 1) \cdot 4$ .

Розмірність кластера (частотного параметра) можна визначити, використовуючи співвідношення:

$$P(C) = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dt \right] 100\%, \quad (2.50)$$

яке визначає відсоток часу  $P(C)$ , протягом якого відношення сигнал/взаємна завада  $\rho_0$  на вході приймача буде менше допустимого значення. Інтеграл (2.50) є табулірованою  $Q$  – функцією.

Нижня межа інтегрування в (2.50) визначається співвідношенням:

$$X = \frac{10 \lg \frac{1}{\beta_M} - \rho_0}{\alpha_p}, \quad (2.51)$$

де  $\rho_0$  - мінімально допустима величина відношення сигнал/взаємна завада, дБ;

$\beta_M$  - визначається виразом:

$$\beta_M = \sum_{i=1}^M \beta_i \exp\left(\frac{\gamma^2(\alpha^2 - \alpha_M^2)}{2}\right). \quad (2.52)$$

В свою чергу, значення  $\alpha_p$  та  $\alpha_M$  визначаються формулами:

$$\alpha_p = \sqrt{\alpha^2 + \alpha_M^2}, \quad (2.53)$$

$$\alpha_M^2 = \frac{1}{\gamma^2} \ln \left[ 1 + \left( e^{\gamma^2 \alpha^2} - 1 \right) \frac{\sum_{i=1}^M \beta_i^2}{\sum_{i=1}^M \beta_i} \right], \quad (2.54)$$

де  $\alpha$  - параметр, що визначає діапазон випадкових флуктуацій рівня сигналу в точці прийому (для стільникових систем  $\alpha = 6 \dots 12$  дБ), за технічним завданням  $\alpha = 9$  дБ;

$$\gamma = 0,1 \ln_{10} = 0,23.$$

Значення  $\beta_M$  і  $M$  залежать від виду діаграм спрямованості антен (ДСА), використовуваних на БС (кругова або секторна).

При використанні антен з круговою ДСА ( $\varphi=360$ ) і секторними ДСА ( $\varphi=120$  і  $\varphi=60$ ) значення  $M$  складають 6, 2 і 1 відповідно. Величина  $M$  визначає собою кількість базових станцій що «заважають», розташованих у сусідніх кластерах, а  $\beta_i$  - величину, зворотну відношенню потужності сигналу до потужності завад, створених  $i$ -ою станцією що «заважає».

Значення  $\beta_i$  визначаються співвідношенням:

$$\beta_i = \left( \frac{D_{AC-BC_i}}{R} \right)^{-k} = \left( \frac{D_i}{R} \right)^{-k} \quad (2.55)$$

Отримані значення  $\beta_i$  використовуються для визначення  $\beta_M$ ,  $\alpha_M$  та середнього значення відношення сигнал/завада на вході приймача АС:

$$\left( \frac{P_C}{P_{ВП}} \right) \partial B = \bar{\rho} = 10 \lg \left( \frac{1}{\beta_M} \right) \quad (2.56)$$

Величина нижньої межі інтегрування у виразі (2.50) визначається співвідношенням:

$$X = \frac{\bar{\rho} - \rho_0}{\alpha_p} \quad (2.57)$$

Знаючи величину  $X$ , по таблиці значень  $Q$ -функцій знаходимо відсоток часу, протягом якого відношення сигнал/завада на вхід приймача АС при обраній розмірності кластера  $C$  буде нижче припустимої величини  $\rho_0$ . Якщо виконується нерівність  $P(C) \leq P_t$ , то отримане значення частотного параметра  $C$  задовольняє заданим вимогам.

По таблиці Додатку Б.1 в [6] знаходимо значення  $Q$ -функцій для кожного випадку ДСА базової станції і визначаємо відсоток часу  $P(C)$ , протягом якого відношення сигнал/завада на вході приймача АС при обраній розмірності кластера  $C$  буде нижче припустимої величини  $\rho_0$ .

Порівнюючи параметри  $P(C=3)$ ,  $P(C=4)$ ,  $P(C=7)$ ,  $P(C=9)$ , і перевіряючи виконання нерівності  $P(C) \leq P_t$  можна зробити висновки про те, що задовольняє необхідній умові.

Несекторований кластер з дробовим повторним призначенням частот. Смуга частот 1 (для «ближніх» абонентів) – у всіх сот одна. Смуги частот 2, 3 і 4 (для «далеких» абонентів) – різні. Розмірність кластера 3. У кластері досягається повне використання частотного ресурсу. Залежності ймовірності  $P(C)$  розраховані при значеннях  $\sigma$  рівних 4дБ (сільська місцевість), 7дБ (передмістя) і 10дБ (місто) для умов, якщо QPSK 1/3 і абонентська станція знаходиться на вулиці.

На прикладі розмірністю кластера (7,21) використовується 7 смуг, з них: 4 смуги для ближньої зони, 3 смуги для далеких зон – секторів (по одній на кожен сектор). Кожна сота повністю використовує весь частотний ресурс системи. Орієнтація діаграми спрямованості у зовнішніх секторах така, щоб мінімізувати інтерференцію від сусідніх сот, що використовують такий же частотний ресурс в одному зі своїх зовнішніх секторів.

Залежності ймовірності  $P(C)$  розраховані при значеннях  $\sigma$  рівних 4дБ (сільська місцевість), 7дБ (передмістя) і 10дБ (місто) для умов, якщо QPSK 1/3 і абонентська станція знаходиться на вулиці.

В таблиці 2.5 представлені результати розрахунку відсотку невиконання відношення сигнал/завада  $P(C)$  для кластеру  $C=3$  з м'яким і дробовим розподілом частот мережі мобільного зв'язку 4G LTE.

Для подальших розрахунків приймаємо  $C = 7$ ,  $\varphi^0 = 120^\circ$ ,  $M = 2$ ,  $N_s = 3$  – число секторів.

На рис. 2.21 показано розподіл частотних смуг ( $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6, f_7$ ) для користувачів на краю стільників ("далеких" користувачів), які утворюють кластер розмірністю 3. Користувачі в центрі стільників ("ближні" користувачі) використовують де кілька смуг частот з набору  $f_1.. f_7$ . При цьому "далекі" користувачі не будуть відчувати інтерференцію від сусідніх сот, і досягається повне використання частотного ресурсу в кластері.

Таблиця 2.5 – Результати розрахунку відсотку невиконання відношення сигнал/завада  $P(C)$  для кластеру  $C=3$  з м'яким і дробовим розподілом частот мережі мобільного зв'язку 4G LTE

Точка аналізу	Параметр		Несекторований кластер з дробовим повторним призначенням частот	Секторований кластер з м'яким повторним призначенням частот
	R/r	$\sigma$ , дБ	$P(C)$	$P(C)$
точка А	1,5	4	3,4%	3,1%,
		7	15,9%	13,4%,
		10	35,4%	29,2%

	2,0	4	0,3%	0,2%
		7	5,2%	4,1%
		10	13,5%	12,2%
	2,5	4	0,03%	0,01%,
		7	1,3%	0,7%,
		10	7,9%	6,4%
точка В	1,5	4	0,3%,	0,1%,
		7	4,7%,	4,3%,
		10	12,8%	10,9%
	2,0	4	0,02%,	0,01%
		7	0,9%,	0,6%
		10	6,9%	5,5%
	2,5	4	0,01%,	0,01%
		7	0,7%,	0,3%
		10	3,7%	2,5%

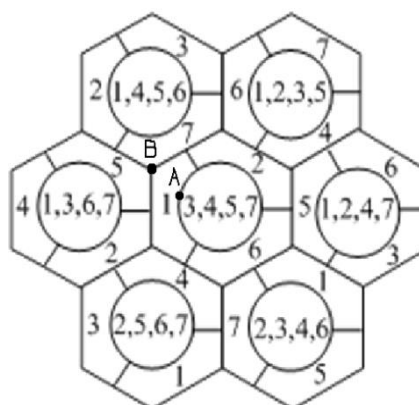


Рисунок 2.21 – Модель кластера з секторованими антенами і дробовим призначенням частот

На рис. 2.22 представлено розроблену модель оцінки внутришньосистемних завадових сценаріїв, щодо територіального положення абонента для варіантів «близьких» (точка А) і «віддалених» абонентів (точка В) кластера з дробовим

призначенням частот, на якій ґрунтується методика розрахунку відсотка невиконання показника якості сигнал/завада.

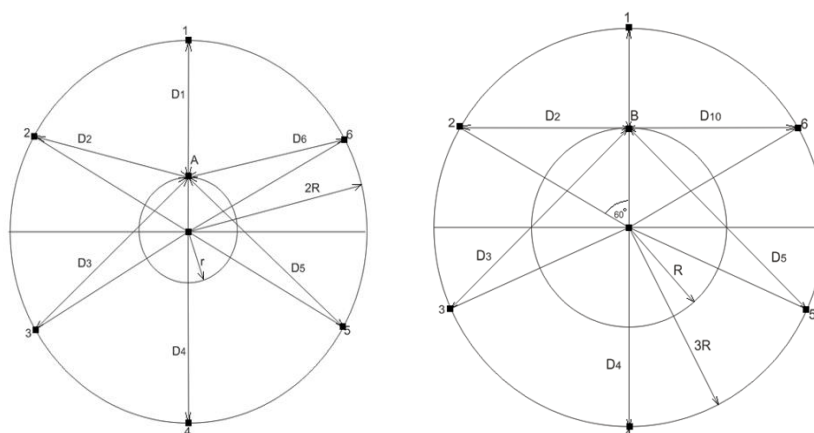
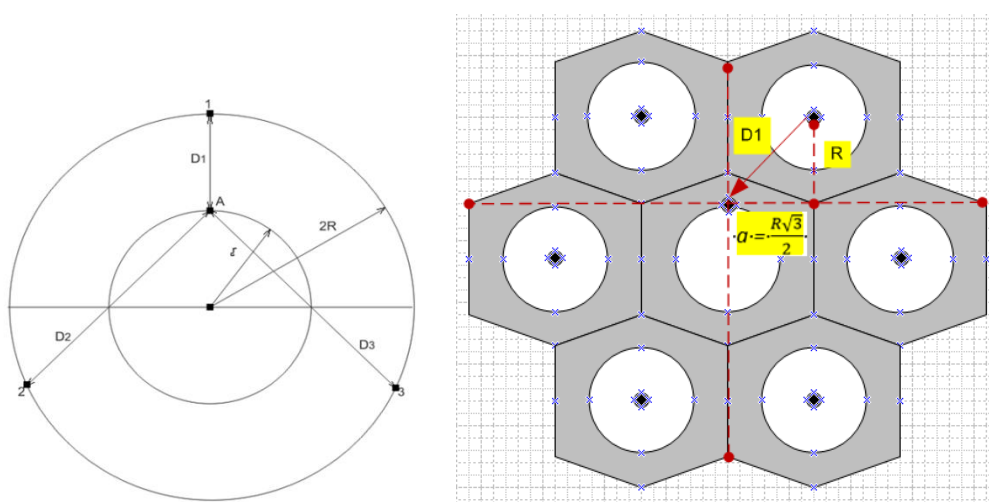


Рисунок 2.22 – Завади в точках А і В у разі кластера з дробовим призначенням частот

Повторюючи знайдений частотний кластер в зоні обслуговування мережі, можна побудувати мережу LTE, забезпечуючи очікуваний рівень інтерференції між частотними кластерами, на базі яких побудована мережа.

При цьому, так як поднесучі в системі ортогональні, то, внутрішньосотова інтерференція буде мінімальною, а міжсотова – знижується за рахунок виділення користувачам, що знаходяться на границі стільники, різних смуг частот.

Розрахунок параметрів моделей територіальних планів частотних кластерів здійснено для моделі територіального плану з м'яким розподіленням частотного ресурсу (рис.2.23)



а)

б)

Рисунок 2.23 – Варіант кластера з м'яким призначенням частот. Завади в точці А на кордоні «ближньої» зони.

(а – теоретична модель; б – модель для розрахунку захисного інтервалу D1).

Відповідно моделі на рис.2.23 розрахунку захисного інтервалу D<sub>1</sub> отримаємо:

$$D_1 = \sqrt{\left(\frac{R}{2}\right)^2 + \left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{R}{4} + \left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{R}{4} + \frac{6R^2}{4}} \sqrt{\frac{7R^2}{4}} = \frac{1}{2}R\sqrt{7},$$

де  $a = \frac{R\sqrt{3}}{2}$ .

Відповідним чином, можна отримати вирази для інших відстаней D<sub>2</sub>.. D<sub>7</sub>.

$$D_2 = \sqrt{\left(\frac{5R}{2}\right)^2 + \left(2\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{5\left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \frac{R}{2}\sqrt{15}.$$

Де  $a = \frac{R\sqrt{3}}{2}$  2-тому, що висота = 2а

$$D_3 = \sqrt{\left(\frac{R}{4} + R + \frac{R}{2}\right)^2 + \left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{R^2 + 4R^2 + 2R^2}{4} + \frac{3R^2}{4}} = \sqrt{\frac{10R^2}{4}} = R\sqrt{\frac{10}{4}} = \frac{R}{2} * \sqrt{10}.$$

$$D_4 = \sqrt{\left(\frac{R}{4} + R + \frac{R}{2}\right)^2 + \left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{R^2 + 4R^2 + 2R^2}{4} + \frac{3R^2}{4}} = \sqrt{\frac{10R^2}{4}} = R\sqrt{\frac{10}{4}} = \frac{R}{2} * \sqrt{10}.$$

$$D_5 = \sqrt{\left(\frac{5R}{2}\right)^2 + \left(2\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{5\left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \frac{R}{2}\sqrt{15}.$$

$$D_6 = \sqrt{\left(\frac{R}{2}\right)^2 + \left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{R}{4} + \left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{7R^2}{4}} = \frac{1}{2}R\sqrt{7}.$$

$$\beta_1 = \frac{D_1}{R} = \left(\frac{\frac{1}{2}R\sqrt{7}}{R}\right)^{-K} = \left(\frac{1}{2}\sqrt{7}\right)^{-4} = 3.2 * 10^{-3} = 0.0032.$$

$$\beta_2 = \frac{D_2}{R} = \left(\frac{\frac{R}{2}\sqrt{15}}{R}\right)^{-K} = \left(\frac{1}{2}\sqrt{15}\right)^{-4} = \left(\frac{1}{2}\sqrt{15}\right)^{-4} = 7.1 * 10^{-2} = 0.071.$$

$$\beta_3 = \frac{D_3}{R} = \left(\frac{R}{2} * \sqrt{10}\right)^{-K} = \left(\frac{1}{2} * \sqrt{10}\right)^{-4} = 1.6 * 10^{-2} = 0.016.$$

$$\beta_4 = \frac{D_4}{R} = \left(\frac{R}{2} * \sqrt{10}\right)^{-K} = \left(\frac{1}{2} * \sqrt{10}\right)^{-4} = 1.6 * 10^{-2} = 0.016.$$

$$\beta_5 = \frac{D_5}{R} = \left(\frac{R}{2}\sqrt{15}\right)^{-K} = \left(\frac{1}{2}\sqrt{15}\right)^{-4} = 7.1 * 10^{-2} = 0.071.$$

$$\beta_6 = \frac{D_6}{R} = \left(\frac{\frac{1}{2}R\sqrt{7}}{R}\right)^{-K} = \left(\frac{1}{2}\sqrt{7}\right)^{-4} = 3.2 * 10^{-3} = 0.0032.$$

Аналогічним чином можна отримати вирази для моделі територіального плану з м'яким розподіленням частотного ресурсу для  $r = \frac{2}{5}R$  і  $r = \frac{3}{2}R$ .

$$D_1 = \sqrt{\left(\frac{R}{2}\right)^2 + \left(3\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{R}{4} + \frac{27R^2}{4}} = \sqrt{\frac{28R^2}{4}} = \sqrt{7}R.$$

Для «віддалених» абонентів (зовнішній абонент В) на рис. 2.24 представлено модель розрахунку захисного інтервалу  $D_1$ .

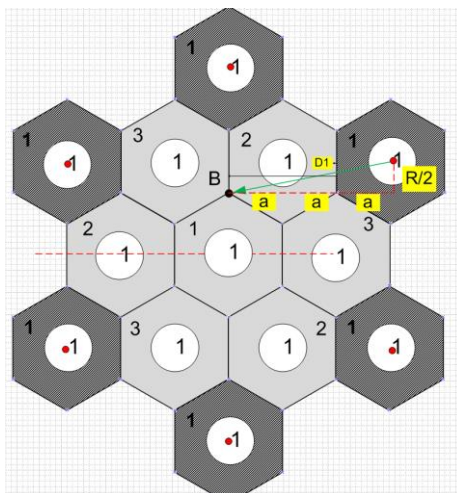


Рисунок 2.24 – Розрахунок захисної відстані  $D_1$

Відповідним чином, можна отримати вирази для інших відстаней  $D_2.. D_7$ .

Аналогічним чином можна отримати вирази для моделі територіального плану з дробовим розподіленням частотного ресурсу для  $r = \frac{1}{2}R$ ;  $r = \frac{2}{5}R$  і  $r = \frac{3}{2}R$ .

Для розробленої моделі кластеру з секторованими дальніми абонентами і дробовим призначенням частот для ближніх абонентів (рис.2.25) отримаємо розрахункові параметри  $D_1.. D_7$ .

$$D_1 = \sqrt{(R)^2 + \left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{R\sqrt{3}}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{4R^2}{4} + \frac{3R^2}{4}} = \sqrt{\frac{7R^2}{4}} = \frac{1}{2}R\sqrt{7}.$$

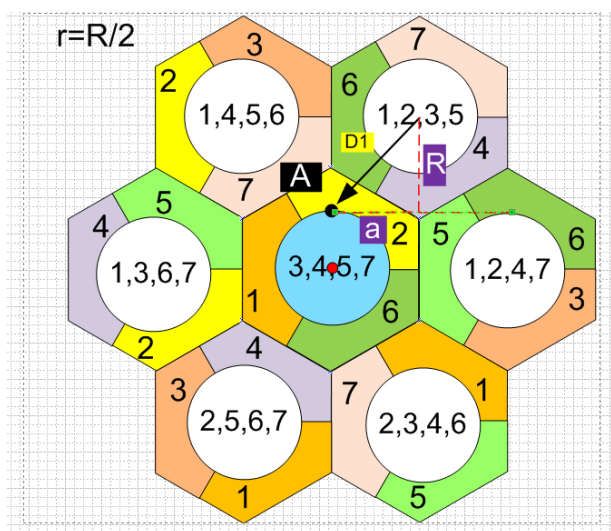


Рисунок 2.25 – Розрахунок захисної відстані  $D_1$

Для варіанту точки В (рис.2.26) в нашому випадку  $B_1 = B_2 = B_3$ , отримуємо, що  $D_1 = D_2 = D_3 = \sqrt{3R}$ . З цього слідує, що  $D1=D2=D3$ , тобто  $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3$ .

$$\beta_1 = \frac{D_1}{R} = \left( \frac{\sqrt{3R}}{R} \right)^{-K} = (\sqrt{3})^{-4} = 0.11.$$

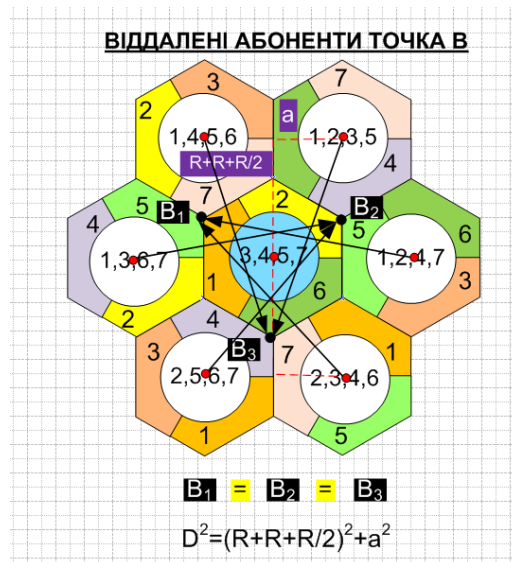


Рисунок 2.26 – Розрахунок захисного інтервалу  $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5$  та  $D_6$

Результати математичного моделювання розрахунків параметрів ефективності територіальних планів систематизовані і представлені у наступному підрозділі.

### 2.1.9 Результати математичного моделювання розрахунків параметрів ефективності територіальних планів

В табл. 2.6 представлені результати моделювання розрахунків параметрів ефективності моделей територіальних планів розміщення базових станцій.

Таблиця 2.6 – Повний розрахунок параметрів ефективності територіальних планів

Розмірність кластеру / ДСА		X	Q	P(C),%
C=3 Для R/γ=2	φ=360	0.1642	0.4364	43.64
	φ=120	0.7609	0.4443	44.43
	φ=60	1.2993	0.0985	9.8
Розмірність кластеру / ДСА		X	Q	P(C),%
C=3 Для R/γ=2,5	φ=360	0.7458	0.2297	22.97
	φ=120	0.1558	0.4404	44.04
	φ=60	0.4073	0.3446	34.4
Розмірність кластеру / ДСА		X	Q	P(C),%
C=3 Для R/γ=1,5	φ=360	0.2705	0.3936	39.36
	φ=120	0.2043	0.4207	42.07
	φ=60	0.2392	0.4090	40.90

Продовження таблиці 2.6

Розмірність кластеру / ДСА		X	Q	P(C),%
C=3 Для R/r=2	$\varphi=360$	0.3428	0.3669	36.69
	$\varphi=120$	0.2043	0.4207	42.07
	$\varphi=60$	0.5035	0.3085	30.8
Розмірність кластеру / ДСА		X	Q	P(C),%
C=3 Для r=2R/5	$\varphi=360$	0.4928	0.3121	31.21
	$\varphi=120$	0.3460	0.3669	36.69
	$\varphi=60$	0.5804	0.5804	34.4
Розмірність кластеру / ДСА		X	Q	P(C),%
C=3 Для R/r=2/3	$\varphi=360$	0.6228	0.2676	26.76
	$\varphi=120$	0.0168	0.4404	44.04
	$\varphi=60$	0.0178	0.4721	47.21
Розмірність кластеру / ДСА Варіант 1		X	Q	P(C),%
C=3 Для r=2R/5	$\varphi=360$	1.3231	0.0934	9.34
	$\varphi=120$	0.8514	0.1977	19.7
	$\varphi=60$	0.4617	0.3228	32.28
Розмірність кластеру / ДСА Варіант 2		X	Q	P(C),%
C=3 Для r=2R/3	$\varphi=360$	1.1776	0.1210	12.1
	$\varphi=120$	0.7316	0.2327	23.27
	$\varphi=60$	0.7156	0.2389	23.89

## Продовження таблиці 2.6

Розмірність кластеру / ДСА Варіант 3		X	Q	P(C),%
C=3 Для r=2R	φ=360	1.3626	0.0869	8.69
	φ=120	0.8486	0.2005	20.05
	φ=60	0.5429	0.2946	29.46
Розмірність кластеру / ДСА Для B		X	Q	P(C),%
C=3 Для зовнішніх абонентів B)	φ=360	1.6659	0.0485	4.8
	φ=120	1.6659	0.0485	4.8
	φ=60	1.6659	0.0485	4.8

Підсумкові значення показників якості та ефективності частотно-територіальних планів на основі кластерних моделей надані в таблиці 2.7.

Таблиця 2.7 – Розрахунок параметрів ефективності частотно-територіальних планів

	Сценарій 1	Сценарій 2	Сценарій3(запропонований)
	Ближні абоненти (Точка А)		
Варіант1 r=2R	P(C) – 43.64	P(C) – 36.69	P(C) – 9.34
Варіант2 r=2R/5	P(C) – 22.97	P(C) – 31.21	P(C) – 12.1
Варіант3 r=2R/3	P(C) – 39.36	P(C) – 26.76	P(C) – 8.69
	Віддалені абоненти (Точка В)		
	Сценарій 1	Сценарій2	Сценарій3
	P(C) – 30.8	P(C) – 30.8	P(C) – 4.8

Аналізуючі результати табл. 2.5, 2.6 і 2.7 п.2.1.9 слід зробити наступні висновки:

- для всіх моделей частотно-територіальних планів мережі мобільного зв'язку з малорозмірними кластерами ( $C=3,4,7$ ) характерні висока пропускна здатність та високе значення відсотку ймовірності невиконання відношення сигнал/завада;

- збільшення пропускної здатності для варіанту  $C = 3$  та діаграми спрямованості антени  $\varphi = 360^\circ$ . супроводжується зниженням якості зв'язку в порівнянні з моделлю, у якої  $C=3$   $\varphi = 120^\circ$ , де відмічається зменшення відношення сигнал/завада та підвищується надійність радіоканалу;

- виходячи з того, які результати ми отримали для всіх  $C = 3$  та ДСА  $\varphi = 360^\circ$ ,  $\varphi = 120^\circ$  та  $\varphi = 60^\circ$  слід відмітити, що ефективність цих моделей є неприпустимо низькою, для мереж мобільного зв'язку, що використовують доступ OFDMA (4-5G);

- суттєвою перевагою використання розробленої моделі кластеру з секторованими дальніми абонентами і дробовим призначенням частот для близьких абонентів по відношенню до моделей 4G LTE з м'яким і дробовим розподілом частот є менші внутрішньосистемні впливи і, як наслідок, менша ймовірність відмови;

- в запропонованій моделі розширюється використовуваний діапазон частот і збільшується число каналів обслуговування однією базовою станцією, за рахунок поділу зони обслуговування дальних абонентів на сектори.

## 2.2 Розробка моделі ефективного оптимального призначення смуг частот в мережах мобільного зв'язку

В даний час знаходять застосування наступні методи оптимального або квазіоптимального призначення частот: методи розмальовки графа, рішення задачі комівояжера, нумерації графа, послідовних наближень, нейронних мереж, генетичного алгоритму і методи теорії ігор.

Постановку задачі призначення частот стільникам можна сформулювати наступним чином. Нехай задана група стільників  $n = \overline{1, N}$  розміщених в територіальному районі  $A \times A$  випадковим чином за рівномірним законом розподілу. Кожному варіанту розміщення стільників відповідає матриця взаємних вилучень,

$\|R_{ij}\|$ ,  $R_{ij} \neq 0, i = \overline{1, N}, j = \overline{1, N}$ . Задано безліч частотних каналів  $\{f_m\}, m = \overline{1, M}, M \geq N$ , які можуть бути присвоєні стільникам зазначеної групи, або смуга частот  $\{f_{min} \dots f_{max}\}$ , що доступна для призначення, потрібно при призначенні робочих частот мінімізувати сумарну кількість присвоєних номерів каналів або займану кластером смугу частот.

Методи розмальовки графа в задачах присвоєння частот використовуються в разі призначення частот в групі однотипових стільників при обліку небажаних впливів по поєднаним (основним) каналам прийому і взаємовпливу БС в дуельних ситуаціях. В даному випадку при  $R_{ij} > R_{вз}$   $i$ -е та  $j$ -е передавачі БС можуть працювати на співпадаючих частотних каналах ( $R_{вз}$ - мінімально допустиме взаємовидалення  $i$ -го та  $j$ -го передавача БС на співпадаючих частотних каналах), а при  $R_{ij} \leq R_{вз}$  збіг частотних каналів для цих передавачів БС неприпустимо. При цьому матриця взаємодії відстаней  $\|R_{ij}\|$  відображається в матрицю взаємного впливу передавачів БС на співпадаючих частотних каналах где  $\|V_{ij}\|$ , де  $\|V_{ij}\| = 1$ , якщо  $R_{ij} \leq R_{вз}$  та  $\|V_{ij}\| = 0$ , якщо  $R_{ij} > R_{вз}$ .

Матриця  $\|V_{ij}\|$  інваріантна простому реберному графу  $G$  в якому вершини  $i$  та  $j$  об'єднані ребром, якщо відповідні передавачі БС на співпадаючих частотах створюють неприпустимі взаємні завади. У цьому випадку задача призначення частот ставиться як задача розмальовки графа: потрібно розфарбувати вершини отриманого графа  $G$  так, щоб ніякі суміжні вершини графа не були пофарбовані в однаковий колір, а число фарб, необхідне для розмальовки графа, було мінімальним тоб то хроматичне число графа. Задача розмальовки графа може бути вирішена точними, при невеликому числі передавачів БС, або наближеними алгоритмами. Відповідно до цього і отримане рішення буде оптимальним або квазіоптимальним. До переваг даного методу можна віднести високу швидкодію і можливість знаходження точного рішення, до недоліків – малий об'єм вирішуваних задач.

Завдання призначення частот в групі однотипних прийомо-передавачів БС при обліку небажаних впливів по сумісним і позамумісним (сусіднім) каналам прийому і взаємовпливу БС в дуельних ситуаціях зводиться до задачі комівояжера. В даному випадку в якості опції частотно-територіальної відстані використовується функція виду:

$$\Delta f_{\text{доп}ij} = \begin{cases} \Delta f_0 \left( \frac{R_{\text{вз}}^2}{R_{ij}^2} - 1 \right)^{\frac{\lg \mu}{3}} & \text{при } R_{ij} > R_{\text{вз}}; \\ 0 & \text{при } R_{ij} \leq R_{\text{вз}}, \end{cases} \quad (2.58)$$

де  $\Delta f_{\text{доп}ij}$  – мінімально допустима частотна розлаштування робочих частот  $i$ -го та  $j$ -го передавача БС, при якій відсутній їх взаємовплив;  $\Delta f_0$  – ширина смуги пропускання приймача БС на рівні – 3 дБ;  $\mu$  – коефіцієнт прямокутності АЧХ приймача;  $R_{\text{вз}}$  – параметр, що характеризує відстань взаємовпливу при  $\Delta f_{\text{доп}ij} = 0$ ;  $R_{ij}$  – взаємовидалення  $i$ -го та  $j$ -го РЕЗ.

При цьому умови взаємовпливу РЕЗ відображаються зваженим графом: вага ребра означає мінімально допустимий частотний рознос каналів, визначений відповідно до матриці взаємовидалень  $\|R_{ij}\|$ , та наведеної функції частотно-територіальної відстані (2.1). Рішення поставленого завдання комівояжера для сформованого графа можна здійснити методом найближчого сусіда, що є окремим випадком методу послідовних наближень.

До переваг даного методу можна віднести високу швидкодію і можливість знаходження точного рішення, до недоліків – неможливість призначення частот в групі різнотипних засобів.

Необхідність обліку впливу завад не тільки по сумісним і позасумісним, але також і по побічних каналах прийому в дуельних ситуаціях вимагає розгляду ряду умов взаємовпливу БС. Цим умовам відповідає граф більш складної конфігурації, ніж в зазначених вище випадках. Наявність декількох заборонених співвідношень номерів каналів викликає необхідність кожній парі вершин графа ставити у відповідність кілька граней, що має місце в мультиграфах. При цьому грані мультиграфа в разі призначення частот різнотипним засобам будуть орієнтовані, оскільки умови взаємовпливу в такому випадку несиметричні.

За своїм змістом дана задача комбінаторної оптимізації в даний час називається завданням нумерації (маркування) графа, яка узагальнює розглянуті вище завдання розмальовки та комівояжера, для вирішення якої використовуються "пожирачі" алгоритми послідовної (покрокової) оптимізації, що забезпечують наближене рішення задачі.

"Пожирачий" алгоритм на кожному кроці проводить нумерацію чергової вершини, мінімізуючи число привласнених номерів каналів за рахунок можливого

повторного їх використання. Послідовність нумерації вершин визначається їх ступенем або заданим в вихідних даних пріоритетним порядком. При присвоєнні частоти кожній черговій вершині на основі значень заборонених співвідношень частот – формується безліч доступних значень смуг частот. У цій множині виділяється безліч вже присвоєних частот і з них вибирається частота, яка призначена саме до даного моменту мінімум кількості разів. Якщо множина присвоєних частот порожня, то для даної вершини вибирається мінімальна дозволена частота. Якщо і ця множина виявляється порожньою, то фіксується, що дана вершина не може бути пронумерована, отже не може бути надано частотне присвоєння.

До переваг даного методу можна віднести можливість його застосування для призначення частот на різнотипному обладнанні БС з урахуванням всіх можливих каналів впливу завад. До недоліків – наближений розв'язок задачі і неможливість обліку групового впливу завад.

Метод послідовних наближень застосовується при вирішенні задач призначення частот різнотипним РЕЗ з урахуванням впливу завад по сумісним і поза-смуговим каналам прийому в дуельних ситуаціях. Суть методу полягає в наступному. Норми ЧТР визначаються функцією виду (2.58). Задаються порядком обходу стільників при призначенні частот  $(t_1, t_2, \dots, t_N) \in S_N$ , где  $S_N$  – безліч перестановок натуральних чисел від 1 до  $N$ ,  $S_N = N!$ . Відповідно до заданого порядку призначаються частоти  $f_1, f_2$  та інші так,  $f_{t_1} \leq f_{t_2} \leq \dots \leq f_{t_N}$ , що і виконуються норми частотно-територіальної відстані. Цим умовам задовольняє наступне правило вибору частоти, яка призначається черговому стільнику:

$$f_{t_j} = f_{min}, f_{t_{j+1}=j} = \frac{min}{1, N} (f_{t_j} + f_{t_j, t_{j+1}TP}), \quad (2.59)$$

де  $f_{t_j, t_{j+1}}$  – необхідний частотний рознос між  $t_j$ -м та  $t_{j+1}$ -м стільником. Знаходиться такий порядок обходу стільників, при якому  $\Delta F_{min} = \frac{min}{S_N} (f_{t_N} - f_{t_1})$ .

Нехай в результаті  $k$  кроків алгоритму є номери обраних стільників  $(t_1, \dots, t_k)$  та призначені їм частоти. Необхідно вибрати номер чергового стільника  $t_{k+1}$  із залишившихся  $(z_1, \dots, z_{N-k})$ . Цей вибір пропонується проводити за критеріями:

- мінімізації збільшення займаної смуги частот, отже  $t_{k+1} = \arg \min_{m=1, \overline{N-k}} \Delta f_{t_k z_m}$ ;
- максимізації коефіцієнта складності для стільника з номерами

$$z_1, \dots, z_{N-k}, t_{k+1} = \arg \max_{m=1, \overline{N-k}} k_{z_i}^q = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N-k} \Delta f_{z_i z_j}^q, \quad (2.60)$$

де  $q = 0, 1, 2, \dots, a$   $\Delta f_{z_i z_j}^q$  – елементи матриці  $\|\Delta f_{z_i z_j}^q\|$ .

Оскільки  $\|\Delta f_{z_i z_j}^q\|$  – матриця відносних взаємозв'язків (МВВ)  $q$ -го порядку, її елементи  $\Delta f_{z_i z_j}^q$  обчислюють з МВВ( $q-1$ )-го порядку наступним чином:

$$\Delta f_{z_i z_j}^q = \Delta f_{z_i z_j}^{q-1} / (\sum_{m=1}^{N-k} f_{z_m z_j}^{q-1} + \sum_{m=1}^{N-k} f_{z_i z_m}^{q-1}). \quad (2.61)$$

Для  $q=0$  маємо вихідну матрицю необхідних частотних отстрок. На відміну від вихідної матриці, кожен елемент  $f_{z_i z_j}$  тр який показує абсолютну величину взаємозв'язку між двома РЕЗ з номерам  $z_i$  і  $z_j$  елемент  $\Delta f_{z_i z_j}^q$  МВВ визначає величину взаємозв'язків між цими ж елементами, але відносно їх інших взаємозв'язків, отже відносно взаємозв'язків всіх елементів, що знаходяться в  $z_i$ -й рядку і  $z_j$ -м стовпці. Коефіцієнт  $k_{z_i}^q$  при  $q > 0$  визначає відносний взаємозв'язок  $z_i$ -го РЕЗ з усіма іншими стільниками групи.

В якості цільової функції при оптимізації частотного присвоєння чергового стільника приймається:

$$t_{k+1} = \arg \min_{m=1, \overline{N-k}} [(f_{z_m} - f_{t_k}) / k_{z_i}^q]. \quad (2.62)$$

Так як в цільовій функції (2.62) чисельник і знаменник мають різні розмірності і несумірні масштаби, вводиться операція нормалізації.

Метод послідовних наближень в більшості випадків забезпечує більш ефективне рішення задачі призначення частот в порівнянні з методами нумерації графа, проте він не враховує взаємовплив передавачів БС стільників по побічним ка-

налам прийому, так як функція частотно-територіальної відстані задається у вигляді релейної функції (2.58).

Для присвоєння частот в угрупованнях різнотипних стільників з урахуванням групового впливу завад по всіх можливих каналах прийому в даний час застосовуються методи теорії ігор. Їх суть полягає в умовному наділенні стільника здатністю до адаптивного вибору частоти, і на імітаційної математичної моделі відтворюється процес колективної поведінки цих БС. Дану задачу можна розглядати як некоаліційних гру кількох осіб з протилежними інтересами і повною інформацією. Спочатку на першому кроці гри частотний план формується випадково за законом рівноімовірного вибору частоти для кожного стільника.

При цьому на  $i$ -м шаге ( $k = 1, 2 \dots$ )  $i$ -й приймач БС аналізує сумарну потужність завад  $P_{\text{п}i}$  на його вході і порівнює її з допустимим значенням  $P_{\text{доп}i}$ . Якщо  $P_{\text{п}i} = P_i(f_1^k, \dots, f_{i-1}^k, f_i^{k-1}, \dots, f_N^{k-1}) \leq P_{\text{доп}i}$ , де  $f_i^k$  – частота, що призначається  $i$ -му стільнику на  $k$ -м кроці, а  $N$ -число стільників групи, то робоча частота  $i$ -го стільника не змінюється. В іншому випадку для  $i$ -го стільника визначається  $P_{\text{п}i}$  при роботі на різних частотах  $f_m \neq f_i^{k-1}, f_m \in F_m^i$ , де  $F_m^i$  – безліч допустимих частотних присвоєнь для  $i$ -го стільника, і порівнюється з  $P_{\text{доп}i}$ . Якщо  $P_i(f_1^k, \dots, f_{i-1}^k, f_i^{k-1} = f_m, f_{i+1}^{k-1}, \dots, f_N^{k-1}) > P_{\text{доп}i}$ , то  $i$ -му стільнику призначається частота  $f_m$ .

Якщо для всіх частот  $f_m \in F_m^i$  потужність  $P_i(f_1^k, \dots, f_{i-1}^k, f_i^{k-1} = f_m, f_{i+1}^{k-1}, \dots, f_N^{k-1}) > P_{\text{доп}i}$  тоді визначається  $f_m^*$  при роботі на якій рівень завад на вході  $i$ -го РЕЗ мінімальний ( $P_{\text{мін}i}^k$ ). Значення  $P_{\text{мін}i}^k$  порівнюється з максимально допустимою потужністю завад на вході приймача  $i$ -го стільника  $P_{\text{доп} \text{max} i} = z_i P_{\text{доп}i}$ .

Коефіцієнт  $z_i > 1$  характеризує діапазон зміни потужності завад на вході приймача при зниженні якості функціонування стільника від необхідного до прийняттого.

Якщо  $P_{\text{мін}i}^k = P_i(f_1^k, \dots, f_{i-1}^k, f_i^{k-1} = f_m^*, f_{i+1}^{k-1}, \dots, f_N^{k-1}) \geq z_i P_{\text{доп}i}$  то зміну робочої частоти  $i$ -му стільникові проводити недоцільно, так як якість функціонування стільника залишається неприйнятним. В іншому випадку перевіряється виконання нерівності:

$$\frac{P_i(f_1^k, \dots, f_{i-1}^k, f_i^{k-1}, \dots, f_N^{k-1}) - P_{\min i}^k}{P_i(f_1^k, \dots, f_{i-1}^k, f_i^{k-1}, \dots, f_N^{k-1})} \leq \delta_i, \quad (2.63)$$

де  $\delta_i$  – коефіцієнт, що характеризує мінімальний вигравш по потужності за-  
вад, при якому перебудова частоти для  $i$ -го стільника доцільна. Якщо нерівність  
(3.6) виконується, то частота  $i$ -го стільника не змінюється. В іншому випадку  $i$ -й  
стільник вибирає частоту  $f_m^*$ .

Даний процес триває до досягнення стійкого рішення, коли жодному РЕЗ не  
вигідно змінювати своє частотне присвоєння. Багаторазове повторення партій гри  
при випадкових вихідних варіантах присвоєння частот дозволяє отримати вибірку  
частотних планів і на її основі визначити оптимальний частотний план.

До переваг даного методу можна віднести його універсальність і можли-  
вість застосування практично в будь-яких завданнях присвоєння частот, до недо-  
ліків – наближений розв'язок задачі виходячи із специфіки розглянутого методу.

## 3 БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНИЙ ПІДХІД ДО УПРАВЛІННЯ ЧАСТОТНО-ТЕРИТОРІАЛЬНИМ ПЛАНУВАННЯМ МЕРЕЖ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

### 3.1 Загальний підхід та принципи багатокритеріальної оптимізації

Кожній задачі вибору притаманні певні загальні елементи. По-перше, для здійснення вибору має бути задано безліч можливих рішень (варіантів)  $X$ . Для наявності вибору, до цієї множини має входити хоча б два елементи, обмежень зверху немає.

Під вибором рішення розуміють вказівку серед допустимих такого рішення, яке є найкращим. Часто виникають ситуації, коли відбувається вибір не одного, а певного набору рішень, що є підмножиною множини  $X$ .

Безліч обраних рішень  $C(X)$  є рішенням задачі вибору. Таким чином, розв'язання задачі полягає у відшуванні множини  $C(X)$ ,  $C(X) \subset X$ .

По-друге, процес вибору неможливий без того, хто здійснює цей вибір. Людину чи кількох, відповідальних за вибір найкращого варіанта, називають особою, яка приймає рішення (ОПР).

Як правило, вважається, що найкращим рішенням є таке, що найповніше задовольняє запитам ОПР. У математичних термінах мета виявляється у вигляді максимізації або мінімізації деякої функції, заданої на множині  $X$ . У деяких випадках розглядається одразу кілька подібних функцій. Таким чином, у задачі вибору заданий набір числових функцій  $f_1, f_2, \dots, f_m$ ,  $m \geq 2$  (для багатокритеріальної задачі), визначених на безлічі можливих рішень  $X$ , званих критеріями оптимальності або цільовими функціями (якщо розглядати багатокритеріальну задачу як набір окремих оптимізаційних задач). Перелічені функції утворюють векторний критерій

$$f = (f_1, f_2, \dots, f_m), \quad (3.1)$$

приймає значення з критеріального простору (простору оцінок)  $m$ -вимірних векторів  $R^m$ , всяке значення  $f(x) = (f_1(x), f_2(x), \dots, f_m(x)) \in R^m$  називають векторною оцінкою можливого рішення  $x$ . У задачах пошуку оптимального рішення розгля-

дають безліч можливих оцінок  $Y = f(X) = \{y \in \mathbb{R}^m \mid y = f(x), x \in X\}$  і безліч образних векторів  $C(Y) = f(C(X)) = \{y \in Y \mid y = f(x), x \in C(X)\}$ . Зазвичай, між множинами  $X$  та  $Y$  можна встановити однозначну відповідність.

Під багатокритеріальною задачею зазвичай мають на увазі задачу, що включає безліч допустимих рішень  $X$  і векторний критерій  $f$ .

Як було зазначено вище, будь-яка задача вибору пов'язана з ОПР та його перевагами. Якщо з двох можливих рішень ОПР вибирає одне, то вважають, що ці рішення пов'язані між собою відношення суворої переваги  $x \succ x''$ . Відношення переваги, задане на множині рішень  $X$  породжує відношення переваги на множині векторів  $Y$ , вектор  $y' = f(x')$  більш переважний вектору  $y'' = f(x'')$ , тобто  $y' \succ y''$ , тільки тоді, коли  $x' \succ x''$ .

Таким чином, постановка задачі багатокритеріальної оптимізації включає:

- безліч можливих рішень  $X$ ;
- векторний критерій  $f$ ;
- відношення переваги  $\succ$ .

Задача багатокритеріального вибору полягає у відшуванні множини вибраних рішень  $C(X)$ ,  $C(X) \subset X$ , з урахуванням його відношення переваги  $\succ$  на основі заданого векторного критерію  $f$ , що відображає набір цілей ОПР [23].

### 3.2 Постановка задач планування на основі моделей багатокритеріального вибору

Сучасні телекомунікаційні мережі, незалежно від їхнього принципу організації та типу, стають все більш складними і мають великий набір специфічних характеристик. Нове покоління телекомунікаційних мереж використовують у величезній кількості як звичайних систем, так і систем реального часу. Всі ці системи мають свої набори вимог до якості сервісу в термінах пропускної спроможності, надійності, часу відгуку, джиттера і т.п. Таким чином, телекомунікаційна мережа є інформаційною системою, що включає впорядкований набір елементів, відносин та їх властивостей. Для забезпечення функціонування подібних систем необхідно здійснювати довгострокове попереднє планування (проектування структури системи та завдання відношень) та короткостроковий операційний контроль функці-

онування системи. Задача оптимального планування, проектування та управління телекомунікаційної мережі включає визначення початкового набору рішень, формування підмножини можливих варіантів системи, завдання критерію оптимальності і вибір варіанта структури і параметрів системи, оптимальних по кожному критерію. Так задача є задачею ухвалення рішення на безлічі доступних альтернативних варіантів та її вирішення немислимо без використання системного підходу та методів багатокритеріальної оптимізації. Дані методи використовуються по всьому життєвому циклі мережі радіозв'язку від її створення до модернізації на етапі експлуатації.

Для формалізації задачі проектування радіомережі складається математичний опис умов роботи, обмежень на ці умови, вибираються показники якості системи та критерій оптимальності. Така постановка задачі дозволяє використовувати методи моделювання та багатокритеріальної оптимізації під час виборів проектних рішень [23].

Таким чином, задача планування оптимальної ММЗ в термінах багатокритеріальної оптимізації можна представити в наступній формі: необхідно вибрати такий проектний варіант стільникової мережі, який задовольнятиме сукупності вихідних даних і при цьому забезпечує найкраще значення вектору показників якості  $\vec{k}$  обраного критерію переваги. В якості вихідних даних для проектування використовуються наступні: передбачуване число абонентів мережі та обсяги трафіку, виділена смуга частот, вимоги щодо якості послуг, інформація про існуючу інфраструктуру, електронні карти місцевості і т.п.

### 3.3 Вибір показників якості

Будь-яка мережа мобільного зв'язку, як було зазначено раніше, характеризується вектором показників якості  $\vec{k} = \{k_1, k_2, \dots, k_n\}$ .

Під показником якості мається на увазі характеристика мережі, пов'язана з її якістю монотонною залежністю - зі збільшенням показника, збільшується загальна якість системи за інших рівних умов. Якщо при зміні параметра якість системи змінюється немонотонно або не змінюється, то такий параметр не відноситься до показників якості і його не можна використовувати при багатокритеріальній оптимізації.

При проектуванні системи задача вибору сукупності показників якості є одним із найскладніших і найвідповідальніших. Це пояснюється тим, що для точної та повної оцінки якості системи її необхідно характеризувати не якимось одним числом, а сукупністю показників [20]. Практично завжди у такому разі виникають протиріччя між пов'язаними показниками, і поліпшення одних показників призводить до погіршення інших. Таким чином, вибір оптимального варіанта є далеко не тривіальною задачею. Так, наприклад, суперечать один одному такі показники: ймовірність блокування  $P_{\text{бл}}$  і кількість абонентів, що обслуговуються  $N_a$ , кількість БС у системі  $N_{\text{БС}}$  та ширина смуги частот  $\Delta F$  і т.п.

На різних етапах проектування ММЗ використовують різні показники якості [6, 19]. Для оптимізації ММЗ на номінальному етапі проектування зазвичай використовують такі показники [13-15]:

- $N_a$  – кількість абонентів, що обслуговуються;
- $S_o$  – площа території, що обслуговується;
- $\frac{N_a}{S_o}$  – щільність абонентів, що обслуговуються;
- $P_{\text{ош}}$  – ймовірність помилки;
- $N_k$  – кількість частотних каналів;
- $A$  – допустиме навантаження;
- $N_{\text{БС}}$  – кількість БС;
- $\Delta F_c$  – смуга частот БС на передачу;
- $N_{a\text{БС}}$  – кількість абонентів, що обслуговуються однією БС;
- $\beta$  – максимальна активність одного абонента за годину найбільшого навантаження;
- $P_{\text{бл}}$  – припустима ймовірність блокування.

При проектуванні та оптимізації системи можна використовувати не всі зазначені показники якості, а лише найбільш доцільні у кожному конкретному випадку.

На етапі після пускової оптимізації можна виділити такі параметри, що характеризують якість мережі:

- площа покриття мережі;
- ємність мережі;

- ймовірність блокування;
- відносне число успішних викликів;
- відносне число зривів з'єднань;
- відносне число вдалих хендверів;
- якість виклику.

Більшість із цих показників можна виміряти лише за тестової експлуатації мережі, для початкового етапу проектування де вони використовуються.

Для вирішення задачі оптимального проектування мережі мобільного зв'язку зазвичай використовують показники, наведені до стандартної форми – нормовані, безрозмірні та відповідають наступним умовам [16-18]:

- $k_i > 0$ ;
- чим менше значення  $k_i$ , тим краще система за інших рівних умов;
- у ідеальної (за цим показником) системи  $k_i \rightarrow 0$ ;

Для приведення показників до стандартного виду необхідно нормувати значення  $k_i$  до максимальних значень  $k_{i \max}$ :

$$k_{in} = \frac{k_i}{k_{i \max}}. \quad (3.2)$$

Таким чином, значення показника стануть безрозмірними та будуть перебувати в інтервалі від 0 до 1.

Після цього всі показники наводяться до порівняльного вигляду, тобто відповідності умові мінімізації цільової функції. Для показників, що підвищують якість системи за їх максимізації, виконується таке перетворення:

$$k_{ic} = 1 - k_i. \quad (3.3)$$

### 3.4 Вибір критеріїв оптимальності

Припустимо, що система  $\varphi = (s, \beta) \in \Phi_D$  визначається структурою  $s$  (набір елементів та з'єднань) та вектором параметрів  $\beta$ . Для інформаційної системи має бути заданий набір вхідних впливів  $X$  та вихідних результатів  $Y$ . Всю систему можна подати у вигляді функції відображення  $\varphi: X \rightarrow Y$ . Передбачається, що у

процесі проектування розробляється точний опис системи  $\varphi \in \Phi$ . Так, зокрема, при формулюванні задачі, складається математичний опис умов та цілей функціонування системи. Також задаються обмеження на умови, структуру  $s \in S_D$ , параметри  $\beta \in B_D$  та на показники якості системи, що визначає набір допустимих проектних рішень  $\Phi_a = S_a \times B_a$ .

Існує велика кількість способів завдання подібних множин, наприклад:

- неявне завдання за допомогою обмеження залежно від умов експлуатації, сформульованих у суворій математичній формі;
- перерахування допустимих варіантів системи;
- призначення формального механізму для генерації варіантів системи.

Вибір критерію оптимальності тісно пов'язаний з формалізацією поняття оптимальності. Існують два підходи до опису переваги особою приймаючого рішення (ОПР) одного варіанту іншому: ординалістичний та кардиналістичний.

Ординалістичний підхід ґрунтується на введенні бінарних відносин між парами можливих рішень [19]. У цьому випадку, переваги ОПР є бінарними відносинами  $R$  на множині  $\Phi_D$ , які відображають знання ОПР про те, що рішення  $\varphi'$  краще, ніж альтернативне рішення  $\varphi'' : \varphi' R \varphi''$ .

Припустимо, що ОПР дотримується відносин суворої переваги ( $f$ ), яка є асиметричною і транзитивною, і приймає рішення на безлічі альтернатив  $\Phi_D$ . Рішення  $\varphi_0 \in \Phi_D$  називається оптимальним у тому випадку, коли немає інших рішень  $\varphi \in \Phi_D$ , для яких виконується відношення  $\varphi f \varphi_0$ . Безліч оптимальних по відношенню рішень  $f$  позначають як  $opt_f \Phi_D$ . Ця безліч може включати або один елемент, або кінцеву або нескінченну кількість елементів в залежності від структури множини  $\Phi$  і властивостей відношення  $f$ .

Кардиналістичний підхід полягає у введенні для кожної альтернативи  $\varphi \in \Phi_D$  деякого числа  $U$ , що відображає корисність (цінність) рішення  $\varphi$  [21-23]. Кожна цільова функція задає відношення порядку (переваги)  $R$  (є індикатором переваги) на множині  $\Phi_D(\varphi' R \varphi'')$ , якщо виконується умова  $U(\varphi') \geq U(\varphi'')$ . В даному випадку може бути введена деяка скалярна функція (критерій оптимальності), оптимізація якої призведе до вибору єдиного найкращого варіанта системи.

Вибір критерію оптимальності ґрунтується на уявленнях ОПР про оптимальність. Однак, через недостатню визначеність не завжди вдається формалізувати

цільову функцію та скалярний критерій оптимальності. У такому разі неможливо вибрати єдиний оптимальний варіант  $\varphi_0 = \underset{\varphi \in \Phi_D}{\text{extr}} [U(\varphi)]$ , де  $U(\varphi)$  – цільова функція корисності системи.

Тоді, на початкових етапах планування система характеризується сукупністю цільових функцій:

$$\overset{1}{f}(\varphi) = (f_1(\varphi), f_2(\varphi), \dots, f_m(\varphi)), \quad (3.4)$$

яка визначає вплив структури  $s$  та параметрів  $\overset{1}{\beta}$  варіанта системи  $\varphi = (s, \overset{1}{\beta})$  на показники якості системи.

У такому разі виникає підклас більш складних задач оптимізації рішень за показниками якості, який називають багатокритеріальною або векторною оптимізацією [22,23]. В основному, постановка та розв'язання задачі багатокритеріальної полягає у заміні (апроксимації) уявлень ОПР про оптимальність системи на різні концепції оптимізації, які можуть бути формалізовані у вигляді деякого вектору критеріїв оптимальності (3.4) і така задача може бути вирішена з використанням ефективних процедур оптимізації.

### 3.5 Формування безлічі допустимих варіантів системи

При оптимізації інформаційних систем, представлених у вигляді їхнього розкладання на підсистеми, доцільно використовувати морфологічний підхід, який широко застосовується в проектуванні складних систем [21-23]. У цьому випадку передбачається, що будь-який варіант системи має певну структуру, тобто складається з кінцевого числа елементів (підсистем), і розподіл системних функцій серед них можуть бути виконані за допомогою кінцевого числа методів.

Розглянемо особливості формування множини допустимих варіантів системи. Вважатимемо, що функціональна декомпозиція системи у вигляді набору елементів представлена в наступному вигляді:

$$\{\varphi_j, j = \overline{1, L}, \bigcup_{j=1}^L \varphi_j = \varphi\}. \quad (3.5)$$

Що означає розбиття кінцевого набору елементів системи  $E$  на  $L$  морфологічних класів  $\sigma(l), l = \overline{1, L}$  таких, що  $\sigma(l) \cap \sigma(l') = \emptyset$  при  $l \neq l'$ .

Введемо поняття морфологічного простору  $\Lambda \subseteq 2^E$ , всі елементи якого є морфологічними варіантами системи  $\varphi = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_L)$ . Кожен морфологічний варіант  $\varphi$  є певним набором екземплярів класу  $\varphi(l) \in \sigma(l)$ . В даному випадку для будь-якого  $\varphi \in \Lambda$  та будь-якого  $l = \overline{1, L}$  множина  $\varphi_{11}, \varphi_{12}, \dots, \varphi_{1K_1}$  містить один елемент.

Припустимо, що існує безліч способів реалізації кожної підсистеми  $\varphi_k, k = \overline{1, K}, l = \overline{1, L}$ , тоді можна заповнити наступну морфологічну таблицю:

Таблиця 3.1 – Морфологічна таблиця

Морфологічні класи	Можливі способи реалізації підсистеми	Кількість способів реалізації системи
$\sigma(1)$	$\varphi_{11}, \varphi_{12}, \dots, \varphi_{1K_1}$	$K_1$
$\sigma(2)$	$\varphi_{21}, \varphi_{22}, \dots, \varphi_{2K_2}$	$K_2$
...	...	...
$\sigma(l)$	$\varphi_{l1}, \varphi_{l2}, \dots, \varphi_{lK_l}$	$K_l$
...	...	...
$\sigma(L)$	$\varphi_{L1}, \varphi_{L2}, \dots, \varphi_{LK_L}$	$K_L$

Загальну кількість можливих морфологічних варіантів системи можна визначити так:  $Q = \prod_{l=1}^L K_l$ .

При формуванні безлічі допустимих варіантів системи  $\Phi_D$  необхідно враховувати обмеження, що накладаються на структуру, параметри та технічну реалізацію елементів системи та систему в цілому, а також допустимі варіанти сполук елементів та обмеження на значення показників якості системи. При обліку всіх цих показників виникають протиріччя вимог. З одного боку, бажано, уявити всі можливі варіанти системи у всій їхній повноті, щоб не пропустити потенційно кращі варіанти. З іншого боку, існують обмеження, передбачені значенням допустимих витрат (часу та коштів) на проектування системи.

Після визначення безлічі можливих варіантів системи в термінах конкретної структури, обчислюються значення показників якості, виділяється безліч Парето-

оптимальних варіантів, яке потім звужується до єдиного, найкращого варіанта [23].

### 3.6 Знаходження Парето-оптимальних варіантів системи

Кожен варіант  $\varphi$  системи, представленої у вигляді сукупності цільових функцій, відображається з безлічі допустимих варіантів  $\Phi_D$  простір оцінок  $V \in R^m$ :

$$V \in K(\Phi_D) = \{v \in R^m \mid v = k(\varphi), \varphi \in \Phi_D\}. \quad (3.6)$$

В даному випадку, кожному варіанту  $\varphi$  відповідає оцінка обраних показників якості  $v = k(\varphi)$  (3.6) та навпаки.

У критеріальному просторі оцінок  $V$  відношенню суворої переваги  $f$  з множини  $\Phi_D$  відповідає відношення  $\geq$ . Виходячи з аксіоми Парето, для двох будь-яких оцінок  $v', v'' \in V$ , що задовольняють нерівності  $v' \geq v''$ , завжди існує відношення  $v' f v''$ . І також, ставлення  $\varphi' f \varphi''$  існує для будь-яких двох варіантів системи, для яких виконується нерівність  $k(\varphi') \geq k(\varphi'')$ . Аксіома Парето накладає певні обмеження на характер переваг у багатокритеріальній задачі.

Для споживача було б бажаним отримати найкращі значення за всіма заданими показниками якості, проте, на практиці така ситуація дуже рідкісна. Необхідно відзначити, що цільові функції (показники якості) можуть бути трьох видів: нейтральні, узгоджені між собою та конкуруючі між собою. У перших двох випадках можлива оптимізація за кожним критерієм окремо. У третьому така можливість відсутня і може бути досягнутий лише узгоджений оптимум – оптимум за критерієм Парето, який має на увазі, що кожен із показників надалі може бути покращений лише шляхом зниження інших показників якості системи. Для оптимуму за Парето у просторі критеріїв відповідає безліч Парето-оптимальних оцінок, які задовольняють наступному виразу:

$$P(V) = \text{opt}_{\geq} V = \{k(\varphi^0) \in R^m \mid \forall k(\varphi) \in V : k(\varphi) \geq k(\varphi^0)\}. \quad (3.7)$$

Оптимум за критерієм Парето можна знайти відповідно до виразу (3.7) шляхом повного перебору всіх можливих варіантів системи  $\Phi_D$  або використовуючи спеціальні методи, наприклад, ваговий метод, метод робочих характеристик, метод послідовних поступок та ін. [22,23].

Формальна постановка задачі оптимізації щодо Парето не містить інформації для вибору єдиної альтернативи. У цьому випадку набір допустимих варіантів звужується до набору Парето-оптимальних рішень шляхом відкидання найгірших альтернатив. Для вирішення проблеми звуження підмножини Парето-оптимальних варіантів системи існує безліч різних підходів, наприклад, заснованих на теорії корисності, теорії нечітких множин, ексикографічному порівнянні [23].

### 3.7 Методи знаходження оптимальних варіантів побудови мережі

#### 3.7.1 Спрямовані (прямі) методи

Багато методів багатовимірної оптимізації зазвичай розрізняють за видом інформації, яка використовується ними при роботі [22,23]:

- методи прямого пошуку (методи нульового порядку);
- градієнтні методи (методи першого порядку);
- ньютонівські методи (методи другого порядку).

Жоден із методів перерахованих класів не відрізняється високою ефективністю при вирішенні оптимізаційних задач різних типів. Так, у деяких випадках при реалізації цих методик на ЕОМ може відбуватися переповнення пам'яті, обчислення цільової функції може вимагати надмірних витрат часу або потрібна недосяжна точність обчислень. Для задачі планування радіомережі складність буде представляти аналітичний вираз для похідних цільової функції. Таким чином, інженеру-проектувальнику необхідно пристосовувати метод до параметрів конкретної розв'язуваної задачі.

Для методів прямого пошуку потрібні лише значення функції і не використовується жодна внутрішня модель цільової функції. Методи, засновані на обчисленні значень функції, можна розділити на евристичні (пошук по симплексу, метод Хука-Джівса та ін.) та теоретичні (метод сполучених напрямків Пауелла). Евристичні методи реалізують процедури пошуку за допомогою інтуїтивних геоме-

тричних уявлень, а теоретичні – засновані на фундаментальних математичних теоремах і при виконанні певних умов мають властивість збіжності.

Деякі методи прямого пошуку пройшли перевірку часом і є ефективними процедурами на практиці. Головною перевагою цих процедур є не теоретичний доказ збіжності або швидкості збіжності, а простота реалізації та доведеність їх працездатності при вирішенні практичних завдань, а також відсутність складних підготовчих етапів (наприклад, обчислення перших та других похідних).

Задачу багатовимірної оптимізації можна записати в наступному вигляді: потрібно знайти вектор  $x^* = (x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*)$ , що доставляє мінімум функції із заданою точністю  $\varepsilon$ , використовуючи чисельний метод розв'язання,  $x \in R^n$  [19-23]. У багатовимірному випадку відшукування екстремумів істотно ускладнюється, тому що у задачі, що розглядається, виникають нові сторони:

- функція  $F(x)$  може набути складної форми;
- виникає нескінченна кількість можливих напрямів пошуку та, відповідно, задача вибору напрямку;
- змінні  $x_1, x_2, \dots, x_n$  можуть бути взаємопов'язані;
- область допустимих значень може набувати різноманітних форм.

Як було сказано раніше, проектування оптимальної мережі зв'язку є багатокритеріальною задачею і для її вирішення за допомогою прямих методів оптимізації необхідно здійснити згортку критеріїв з використанням лінійного співвідношення. Цей метод вирішення багатокритеріальної задачі є простим і, в деяких випадках, досить ефективним, проте має низку недоліків, які будуть більш детально розглянуті в наступному розділі і не підходить для вирішення поставленої задачі проектування радіомережі.

### 3.7.2 Застосування методу дослідження простору параметрів

Для відшукування точок з допустимої та паретівської множин застосування спрямованих методів оптимізації (наприклад, градієнтних) може виявитися неефективним. Для класу задач, що розглядається, доцільні методи, що дозволяють «зондувати» безліч параметрів точками послідовності, рівномірно розподіленої в паралелепіпеді параметричних обмежень

$$\alpha_j^* \leq \alpha_j \leq \alpha_j^{**}, j = \overline{1, r}. \quad (3.8)$$

При функціональних обмеженнях, записаних у вигляді:

$$c_l^* \leq f_l(\alpha) \leq c_l^{**}, l = \overline{1, t}, \quad (3.9)$$

де  $c_l^*, c_l^{**}$  – обмеження нормативного вигляду, які не можна порушувати.

Застосування таких послідовностей за хороших характеристик рівномірності та достатньої кількості їх точок дозволяє ефективно "переглядати" простір параметрів. Отже, обчислюючи значення критеріїв у цих точках, можна мати досить повну інформацію про досліджувану систему.

Дослідження простору параметрів складається із трьох етапів [21-23]. Перший етап – складання таблиць випробувань – виконується ЕОМ.

Вибираються  $N$  пробних точок  $\alpha_1, \dots, \alpha_N$ , рівномірно розташованих в  $G$ . У кожній із точок  $\alpha_i$  обчислюються всі локальні критерії  $\Phi_v(\alpha_i)$ . По кожному з них складається таблиця випробувань, у якій значення  $\Phi_v(\alpha_1), \dots, \Phi_v(\alpha_N)$  розташовані порядку зростання:

$$\Phi_v(\alpha_{i_1}) \leq \Phi_v(\alpha_{i_2}) \leq \dots \leq \Phi_v(\alpha_{i_N}), \quad (3.10)$$

де вказані номери  $i_1, i_2, \dots, i_N$  відповідних пробних точок – номери випробувань (свої кожного  $v$ ).

Другий етап – вибір критеріальних обмежень передбачає втручання проєктувальника (або замовника). Розглядаючи по черзі кожну, він повинен призначити критеріальні обмеження  $\Phi_v^{**}$ . Якщо вибрати всі  $\Phi_v^{**}$  занадто малими, то безліч допустимих точок  $D$  може виявитися порожнім (тобто задача нерозв'язна).

Третій етап, який виконується на ЕОМ – перевірка розв'язності задачі:

$$\Phi(P) = \min_{\alpha \in D} \Phi(\alpha), \quad (3.11)$$

де  $\Phi(\alpha) = (\Phi_1(\alpha), \dots, \Phi_k(\alpha))$  – вектор критеріїв.

Зафіксуємо якийсь із критеріїв, наприклад  $\Phi_{v_1}(\alpha)$ , і розглянемо відповідну йому. Нехай  $s = s(v_1)$  – кількість значень у цій таблиці, що задовольняють обраному критеріальному обмеженню:

$$\Phi_{v_1}(\alpha_{i_1}) \leq \dots \leq \Phi_{v_1}(\alpha_{i_s}) \leq \Phi_{v_1}^{**}. \quad (3.12)$$

Шляхом перебору наявних значень  $\Phi_{v_1}(\alpha_{i_1}), \dots, \Phi_{v_1}(\alpha_{i_s})$  при всіх  $v$  неважко перевірити, чи є серед точок  $\alpha_{i_1}, \dots, \alpha_{i_s}$  хоча б одна така, для якої справедливі одночасно всі нерівності критеріальних обмежень:

$$\Phi_v(\alpha) \leq \Phi_v^{**}, v = \overline{1, k}. \quad (3.13)$$

Якщо така точка є, то множина  $D$ , визначена нерівностями (3.8)–(3.9), не пуста і задачу (3.11) можна розв'язати. В іншому випадку слід повернутися до другого етапу і вимагати від проектувальника (або замовника) «поступок» при призначенні  $\Phi_v^{**}$ . Якщо такі поступки вкрай небажані, можна повернутися до першого етапу та збільшити кількість пробних точок, щоб повторити другий етап із таблицями випробувань більшого обсягу. Таким чином, задача проектування ставиться і вирішується у діалоговому режимі.

Для вибору пробних точок  $\alpha_i$  доцільно використовувати рівномірно розподілені у просторі параметрів послідовності (або сітки)  $Q_1, Q_2, \dots, Q_n$  з досить добрими характеристиками рівномірності та по можливості простими алгоритмами для обчислення координат їх точок.

Процес вибору точок  $\alpha_i$  протікає в такий спосіб. За декартовими координатами чергової точки  $Q_i = (q_{i,1}, \dots, q_{i,r})$  знаходимо декартові координати точки  $\alpha_i = (\alpha_{i1}, \dots, \alpha_{ir})$ , яка належить  $\Pi$ :

$$\alpha_{ij} = \alpha_j^* + q_{i,j}(\alpha_j^{**} - \alpha_j^*), j = \overline{1, r}. \quad (3.14)$$

При  $\alpha = \alpha_i$  розраховуємо проектовану систему та перевіряємо умови (9). Якщо вони виконані, то точка  $\alpha = \alpha_i$  відбирається як пробна і обчислюються всі  $\Phi_v(\alpha_i)$ , інакше точка  $\alpha = \alpha_i$  відкидається.

Нехай  $N$  – число точок  $\alpha_i$ . Як правило, вирішальну роль при визначенні  $N$  грає час розрахунку системи. Однак якщо вибираються параметри машин, конструкцій і систем, призначених для серійного та масового виробництва або призначені для тривалої експлуатації, будь-які (розумні) витрати часу для розрахунку точок виправдані.

За результатами дослідження простору параметрів може бути побудована кореляційна матриця  $\|r_{\mu\nu}\|$  де  $r_{\mu\nu}$  – коефіцієнт парної кореляції критеріїв  $\Phi_\mu(\alpha)$  та  $\Phi_\nu(\alpha)$ . Ця матриця дозволяє порівняно легко оцінити ступінь лінійної залежності між будь-якими двома критеріями. Так, якщо в цій матриці елемент  $r_{\mu\nu} \approx 1$ ,  $\mu \neq \nu$ , то критерії  $\Phi_\mu$  та  $\Phi_\nu$  лінійно залежні. Дані її дослідження можуть допомогти проектувальнику при аналізі допустимої множини рішень [23].

Аналіз таблиць результатів випробувань дозволяє:

- виявити критерії, значення яких мало змінюються;
- виявити залежні або, навпаки, суперечливі критерії;
- встановити вплив параметрів на критерії якості та у низці ситуацій спробувати покращити значення тих чи інших критеріїв за рахунок корекції параметричних обмежень  $\alpha_j^*$  та  $\alpha_j^{**}$ ;
- визначити взаємозв'язок критеріїв один з одним.

Однак до найбільш важливих результатів слід віднести визначення допустимої та парето-оптимальної множини рішень, їх неформальний аналіз та знаходження найбільш кращого варіанту проекту.

На підставі аналізу парето-оптимальної множини визначається найкращий варіант  $\alpha_0$ . Безліч Парето важлива для завдань векторної оптимізації, тому що, по-перше, проектувальнику аналізувати його легше, ніж уся допустима множина, по-друге, якою б системою переваг не користувався проектувальник при порівнянні різних векторів із допустимої області, оптимальний вектор завжди належить множині Парето.

Розглянемо спрощену динаміку побудови допустимої множини рішень [23]. Припустимо, що ми можемо варіювати двома параметрами ( $\alpha_1$  та  $\alpha_2$ ), а якість

проектowanego механізму оцінюється двома критеріями ( $\Phi_1$  та  $\Phi_2$ ), які залежать від параметрів  $\alpha_1$  та  $\alpha_2$  (рис. 3.1). Критерії бажано 2 мінімізувати. Нехай ми маємо можливість генерувати на ЕОМ досить велику кількість варіантів проекту  $\alpha^i$  та  $\Phi(\alpha^i)$ ,  $i = \overline{1, N}$ , які представлені на рис. 3.1, а, б у вигляді точок (на рис. 3.1, б - безліч парето-оптимальних рішень в просторі критеріїв). Через наявність функціональних обмежень (припустимо, що їх три)  $c_{1,\alpha}^{**}, c_{2,\alpha}^{**}, c_{3,\alpha}^{**}$  (рис. 3.1, в) початкова множина варіантів у паралелепіпеді параметрів стає меншою. На ньому показана область  $G \subset \Pi$ , яка задовольняє обмеження функціонального типу. У просторі критеріїв на рис. 3.1,  $\Phi(G)$  - образ  $G$ . Після визначення  $G$  замовник шукає допустиму множину рішень  $D$ . На рис. 3.1, е показано три кроки замовника. Перший крок -  $\Phi_{1,1}^{**}, \Phi_{2,1}^{**}$  та  $D = \emptyset$ . Замовник робить поступку. Другий крок  $\Phi_{1,2}^{**}, \Phi_{2,2}^{**}$  і в цьому випадку знову  $D = \emptyset$ . Нарешті, на третьому кроці ( $\Phi_{1,3}^{**}, \Phi_{2,3}^{**}$  виявляється  $D = \emptyset$ ,  $G \supset D$  просторі параметрів). (на рис. 3.1, д  $\hat{\Phi}_1^{**}$  та  $\hat{\Phi}_2^{**}$  - прообрази  $\Phi_1^{**}$  та  $\Phi_2^{**}$  у просторі параметрів).

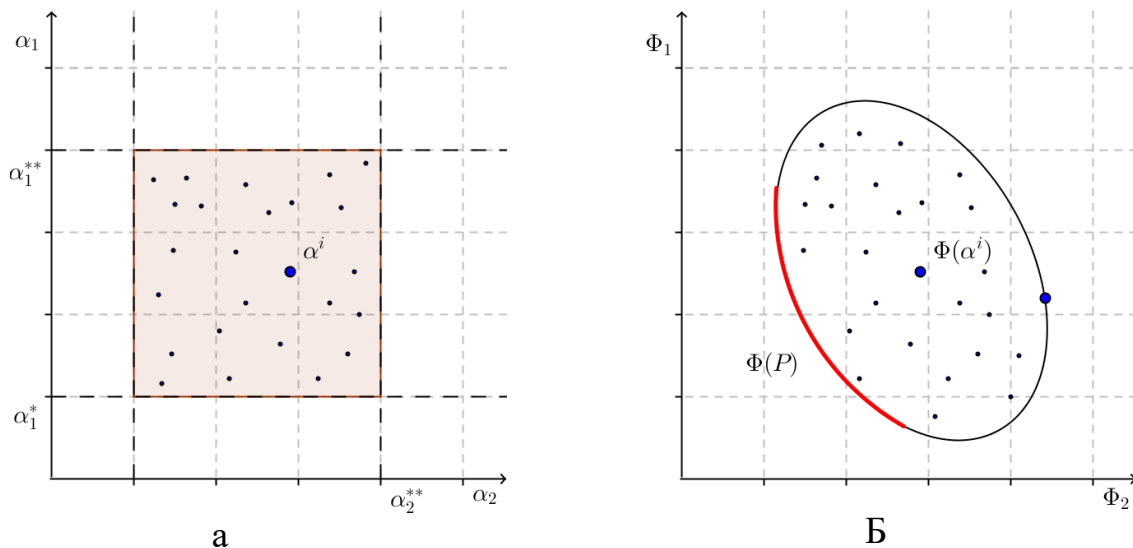
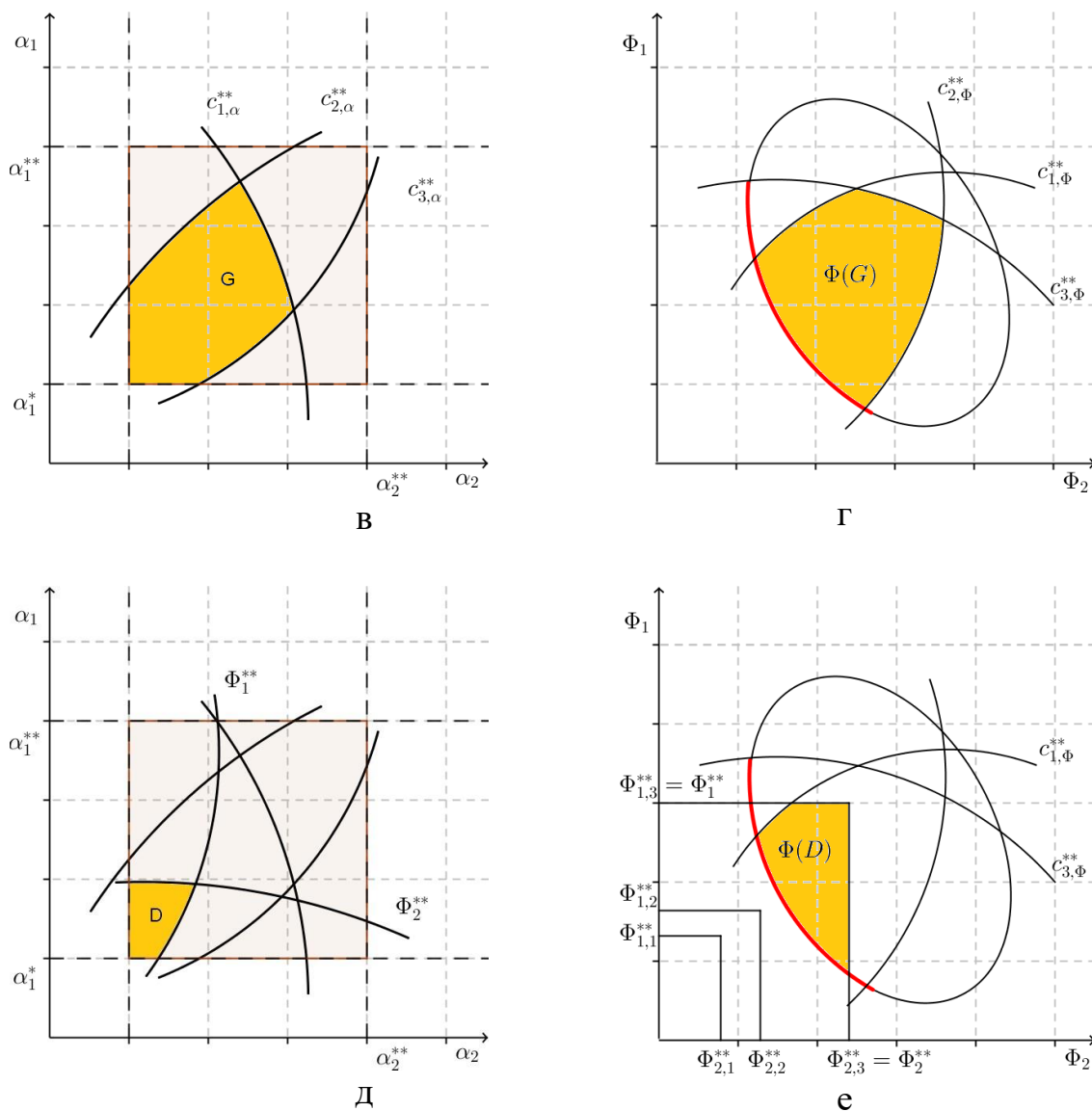


Рисунок 3.1 – Побудова безлічі рішень



Продовження рисунку 3.1.

Таким чином, досліджуючи безліч  $D$ , замовник багаторазово переглядає пріоритети та змінює уявлення про важливість критеріїв. При вивченні допустимої множини і замовник, і проектувальник можуть врахувати фактори, які не вдалося формалізувати.

Як видно, перевагою даного методу є те, що в ході аналізу простору параметрів надходить інформація про якість та придатність математичної моделі та можливі її коригування. Однак такий покроковий підхід до оптимізації з постійною взаємодією замовника та проектувальника слабо підходить для автоматизації.

### 3.7.3 Використання метаевристик

#### 3.7.3.1 Багатокритеріальна оптимізація за допомогою генетичних алгоритмів

Нині на вирішення задач оптимізації з'явилося безліч методів, званих метаевристиками – стратегій високого рівня, управляючих евристикami низького рівня [23]. Розрізняють методи траєкторій (табу-пошук, модельований відпал), що зберігають одне рішення і популяційні методи (методи мурашиної колонії, еволюційне моделювання), що зберігають кінцеву безліч (популяцію) рішень [23].

Як було сказано раніше, одним із методів вирішення багатокритеріальної задачі оптимізації є згортання критеріїв з використанням лінійного співвідношення. Припустимо, експерт вважає, що вартість кінцевого варіанта в 5 разів значніша за пропускну спроможність мережі і в 3 рази значуща за надійність, то тоді функцію пристосованості можна буде записати у вигляді наступної суми [23]:

$$F(i) = K(i) + \frac{1}{5}P(i) + \frac{1}{3}C(i). \quad (3.15)$$

Очевидно, що такий підхід має низку проблем. Перша з них – це необхідність визначити співвідношення критеріїв один з одним, що дуже складно або неможливо, якщо критерії нелінійні. Також у деяких випадках розгляд виваженої суми не завжди показує кордон Парето. Наприклад, розглянемо випадок, коли критерії просто підсумовуються. Розглянемо два варіанти рішення, рішення А знаходиться близько до кордону, тому є кращим, проте сума критеріїв для рішення В буде більшою, і функції пристосованості буде обрано саме воно (рис. 3.2).

Щоб вирішити першу проблему, можна відмовитися від складання лінійної комбінації та розглядати всі критерії як незрівнянні функції. У такому випадку для впорядкування критеріїв задаються переваги (один варіант мережі оголошується кращим, якщо значення, наприклад, надійності вище, ніж у іншого, якщо вони рівні, розглядають інші критерії).

Таким чином, можна скласти алгоритм процедури селекції з використанням турніру. Визначимо функцію *Значення Критерію* (критерій, особа), що повертає якість особи для заданого критерію.

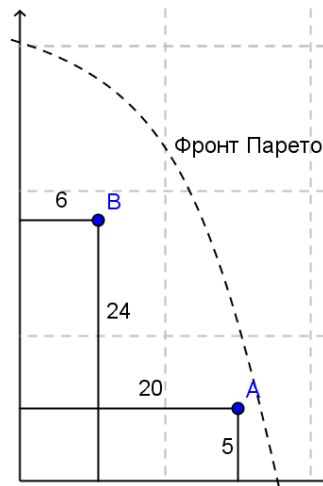


Рисунок 3.2 – Рішення на кордоні Парето

Алгоритм турнірної селекції, що вийшла, можна записати наступним чином:

$Best :=$  випадкова особа з популяції;

$O := \{O_1, \dots, O_n\}; //$  список критеріїв у порядку від найважливішого до менш.

$t :=$  розмір турніру,  $t \geq 1$ ;

Цикл по  $i$  з 2 до  $t$ :

$Next :=$  випадкова особа з популяції;

Цикл по  $j$  з 1 до  $n$ :

Якщо  $ЗначенняКритерію(O_j, Next) < ЗначенняКритерію(O_j, Best)$  то:

*Кінець внутрішнього циклу;*

$Результат := Best$ .

Даний алгоритм можна вдосконалити, додавши голосування: особа вважається кращою, якщо вона перевершує інші за більшою кількістю критеріїв.

Для більш точної оцінки рішень у багатокритеріальному значенні, в алгоритмах пошуку необхідно використовувати поняття домінування за Парето. Найпростіший спосіб – використання заснованого на Парето-домінуванні оператора турнірної селекції. У загальному вигляді такий алгоритм можна записати в такий спосіб:

$P :=$  популяція;

$P_\alpha :=$  випадкова особа з  $P$ ;

$P_b :=$  випадкова особа з  $P$ ;

Якщо  $P_\alpha$  домінує  $P_b$  то:

$Результат := P_\alpha$ ;

В іншому випадку Якщо  $P_b$  домінує  $P_a$  то:

$$\text{Результат} = P_b;$$

В іншому випадку:

$$\text{Результат} = \text{випадково обрана особа } P_a \text{ або } P_b.$$

Якщо обидві особи не домінують один одного за Парето, то вони однаково цікаві для проектувальника, але з метою оптимізації необхідно вибрати лише одну. Для вирішення цього завдання вводяться поняття рангів кордону Парето та розрідженості [23]. Особам, що знаходяться на кордоні, присвоюється ранг 1. Якщо з популяції видалити ці особи і перерахувати кордон, то їй буде присвоєно ранг 2 і так далі (рис. 2.3).

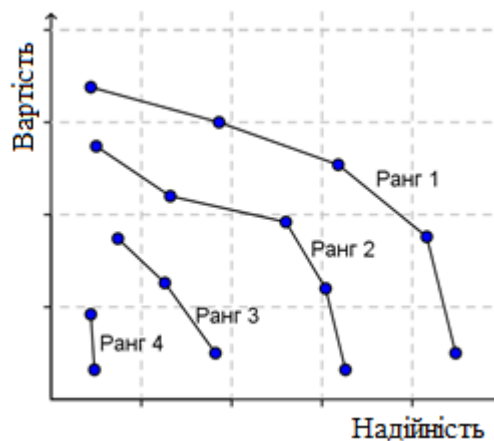


Рисунок 2.3 – Ранги кордону Парето

Після обробки всіх осіб, отримані ранги можна використовувати як функцію пристосованості (чим нижче ранг, тим краще):

$$Fitness(i) = \frac{1}{1 + \text{РангКордонуПарето}(i)}. \quad (3.16)$$

Для осіб з однаковим рангом можна виміряти відстані між ними. З метою оптимізації необхідно, щоб особи були розподілені вздовж кордону рівномірно. Будемо вважати, що особа знаходиться в розрідженій області, якщо найближча до неї особа одного рангу знаходиться не дуже близько. Так для особи  $У$  розрідженість вища ніж для  $А$ , оскільки  $A_1 + A_2 < B_1 + B_2$  (рис. 3.4).

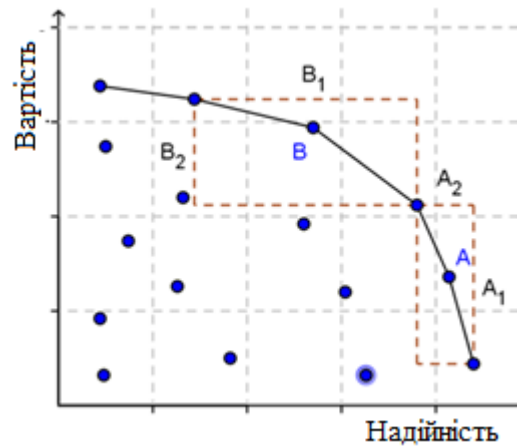


Рисунок 3.4 – Розрідженість

Таким чином, необхідно визначити турнірну селекцію так, щоб спочатку особи відбиралися за рангом Парето, а за допомогою розрідженості вирішувалися неоднозначні ситуації:

$P$  := популяція з порашованими рангами кордону Парето;

$Best$  := випадкова особа з популяції;

$t$  := розмір турніру,  $t \geq 1$ ;

Цикл по  $i$  з 2 до  $t$ :

$Next$  := випадкова особа з популяції;

Якщо  $РангКордонуПарето(Next) < РангКордонуПарето(Best)$  то:

$Best := Next$ ;

В іншому

Якщо  $РангКордонуПарето(Next) = РангКордонуПарето(Best)$ :

Якщо  $Розрідженість(Next) > Розрідженість(Best)$ :

$Best := Next$ ;

$Результат := Best$ .

Ще один параметр, який можна використовувати для обчислення пристосованості – Парето-сила, яка показує кількість осіб, що домінуються за Парето цієї особи. Однак сила не обов'язково показує, наскільки близько особа розташовується до кордону та особа на кордоні може бути не такою сильною, як інші особи (рис. 3.5).

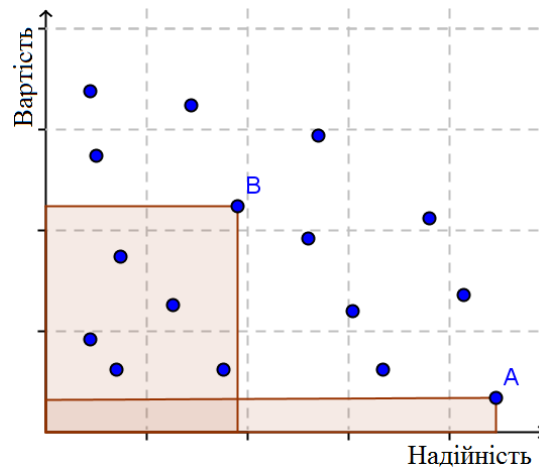


Рисунок 3.5 – Парето-сила

Для виключення таких випадків, можна використовувати зворотне поняття - слабкість, що визначається як кількість осіб, що домінують дану. Найбільш успішною характеристикою буде загальна слабкість: сумарна загальна сила всіх осіб, що домінує дану [21-23]:

$$\text{Слабкість}_{\text{заг}} = \sum_{g \in G} \text{Сила}(g). \quad (3.17)$$

де  $G$  – група осіб, що домінують  $i$ .

Для отримання оптимального результату необхідно, щоб слабкість була як найменша, тоді функцію пристосованості можна записати наступним чином:

$$\text{Fitness}(i) = \frac{1}{1 + \text{Слабкість}_{\text{заг}}(i)}. \quad (3.18)$$

Введемо поняття попередньої пристосованості:

$$G_i = \text{Слабкість}_{\text{заг}}(i) + \frac{1}{2 + d_i}. \quad (3.19)$$

де  $d_i$  – відстань до найближчого сусіда,  $k = \sqrt{\|P\| + 1}$ .

Таким чином, якщо дана особа знаходиться далеко від інших, значення пристосованості зменшується для збільшення різноманітності популяції.

Алгоритм SPEA2 (Strength Pareto Evolutionary Algorithm) [23] на кожній ітерації складає архів з осіб, що знаходяться на кордоні Парето. Розмір архіву фіксований та становить  $n$ . Якщо осіб недостатньо, то беруться такі за пристосованістю. Якщо осіб дуже багато, то відкидаються ті, у яких відстань до найближчого сусіда мінімальна. Таким чином ми отримуємо архів з особами з кордону Парето, які знаходяться далеко один від одного та інших осіб. Після заповнення створюється нова популяція шляхом схрещування осіб із архіву:

$m :=$  розмір популяції;

$a :=$  розмір архіву;

$P :=$  населення  $\{P_1, \dots, P_m\}$ ;

$A := \{\}$  архів;

Повторювати:

*Розрахунок Пристосованості*( $P$ );

$P := P \cup A$ ;

*Кращий Кордон* := кордон  $P$ ;

$A :=$  *Заповнення Масиву SPEA2*( $P, a$ );

$P :=$  *Схрещування*( $A$ )

до тих пір поки *Кращий Кордон* не ідеальний або до кінця заданого часу;

*Результат* := *Кращий Кордон*.

### 3.7.3.2 Оптимізація проектних рішень під час планування радіомереж

На рисунку відображено генетичне представлення безпроводові мережі для використання у SPEA2. У генетичному алгоритмі передавачі БС та його зони обслуговування представлені як особини, а набір передавачів – безпроводова мережа загалом – є популяцію. Генетичне відображення радіомережі є ієрархією, на нижньому рівні якої знаходяться хромосоми, які кодують характеристики передавачів - розташування, потужність, ємність і т.п. Ці дані кодуються бінарно з допомогою рохів Грея. Рівнем вище знаходяться особи, і ще вище – популяції, що відбивають альтернативні варіанти архітектури системи. Вершина ієрархії – метапопуляція – набір всіх популяцій у будь-який момент часу (рис. 3.6).

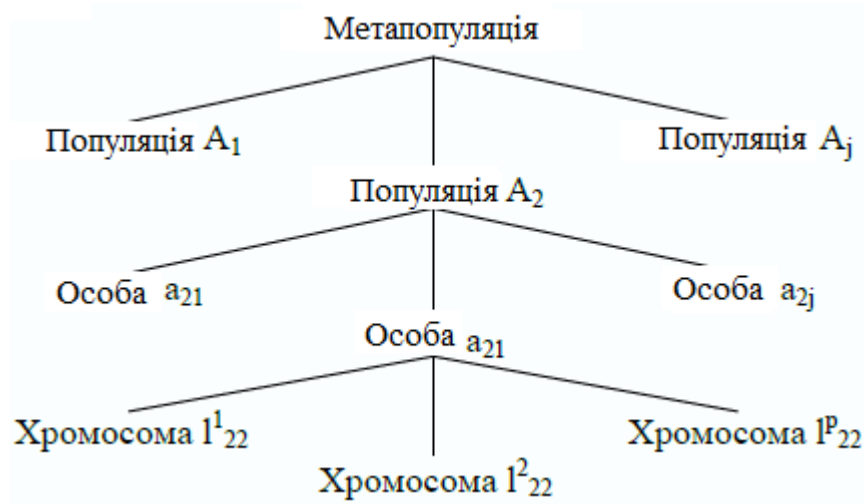


Рисунок 3.6 – Структура генетичного представлення безпроводової мережі

У більш формалізованому представленні, основний компонент ГА – особа, що представляє у даному випадку передавач БС можна записати як вектор  $\bar{\alpha}_{ij} = \{I_{ij}^1, \dots, I_{ij}^p\}$ , де  $I_{ij}^k$  – атрибут  $k$  організму  $i$  з популяції  $j$ , а  $p$  – номер атрибута даного організму. Таким чином, популяція  $A_j^t$  під час  $t$ , що є одним варіантом конфігурації системи передавачів, може бути записана у вигляді вектора розмірності  $n = \{\alpha_{1j}, \dots, \alpha_{nj}\}$ , де  $n$  – розмір популяції – число осіб у популяції, або у вигляді наступної матриці:

$$A_j^t = \begin{Bmatrix} I_{1j}^1 & L & I_{1j}^p \\ L & L & L \\ I_{nj}^1 & L & I_{nj}^p \end{Bmatrix}.$$

Дана матриця має розмірність  $p \times n$  за кількістю атрибутів (хромосом) кожної особи і числу осіб у популяції. Метапопуляцію можна подати у вигляді тривимірної матриці  $p \times n \times t$ , де  $t$  – число популяцій.

Так, як ілюстрація, два альтернативні варіанти архітектури системи можна представити в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} & \{(10.0, 15.0, R), (20.0, 30.0, R), (2.0, 3.0, R)\}; \\ & \{(7.0, 5.0, R), (15.0, 2.0, R), (20.0, 14.0, R)\} \end{aligned}$$

де у фігурних дужках записана система-популяція, у круглих – передавач-особа та у квадратних – метапопуляція. У даному прикладі кожен одиночний передавач має три атрибути-гени – два для координат  $X$  і  $Y$  і один для радіусу зони обслуговування  $R$ .

У загальному вигляді схема пошуку рішення виглядатиме таким чином (рис. 3.7):

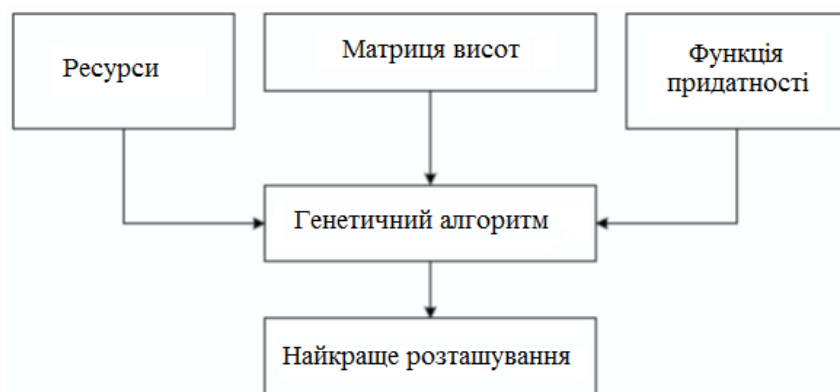


Рисунок 3.7 – Загальна схема отримання оптимального рішення

Таким чином, визначені критерії оптимальності для вирішення задачі багатокритеріальної оптимізації. Проведено аналіз різних підходів до знаходження оптимальних варіантів побудови мережі, серед яких прямі методи, метод дослідження простору параметрів та використання метаевристиків.

## 4 МЕТОДИКА ПЛАНУВАННЯ МЕРЕЖ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ З ПІДВИЩЕННЯМ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ РАДІОЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ

### 4.1 Визначення параметрів, які використовуються при плануванні

На етапі планування мобільної телекомунікаційної мережі необхідно визначити, які параметри задаватимуться замовником (вихідні дані), а які – розраховуватися відповідно до обраної методики розрахунку. Зазвичай, як вихідні дані використовуються такі показники [17,18]:

- $S_0$  – площа зони обслуговування, км<sup>2</sup>;
- $\beta$  – активність одного абонента за годину найбільшого навантаження, Ерл;
- $N_a$  – кількість абонентів у мережі, що проектується;
- $\Delta F_c$  – смуга частот БС, МГц;
- $P_b$  – Допустима ймовірність блокування;
- $p_t$  – відсоток часу, протягом якого співвідношення сигналу/шум на вході приймача МС може бути меншим від захисного відношення;
- $h_{BS}$  – висота антени БС, м;
- $G_{BS}$  – коефіцієнт посилення антени (КПА) БС, дБ;
- $P_{BS}$  – потужність передавача БС, дБ;
- $k$  – згасання радіохвиль.

Наступні параметри необхідно розраховувати у процесі проектування мережі третього покоління:

- $N_k$  – число частотних каналів;
- $n_s$  – число каналів в секторі;
- $A$  – допустиме навантаження;
- $N_{aBS}$  – число абонентів, що обслуговуються однією БС;
- $N_{BS}$  – число БС в мережі;
- $R$  – радіус соти;

- $P_e$  – імовірність помилки;
- $\gamma$  – коефіцієнт ефективності використання радіоспектру.

Для розрахунку технічних параметрів мережі, що проектується, існують кілька підходів [21-23]. У цій роботі ми будемо використовувати методику М.А. Биховського [24], у якій застосовуються такі співвідношення:

1. Величина допустимого телефонного навантаження розраховується так:

$$A = n_0 \left( 1 - \sqrt{1 - \left( P_b \sqrt{\frac{\pi n_0}{2}} \right)^{\frac{1}{n_0}}} \right) \text{ для } P_b \leq \sqrt{\frac{2}{\pi n_0}}; \quad (4.1)$$

$$A = n_0 + \sqrt{\frac{\pi}{2} + 2n_0 \ln \left( P_b \sqrt{\frac{\pi n_0}{2}} \right)} - \sqrt{\frac{\pi}{2}} \text{ для } P_b > \sqrt{\frac{2}{\pi n_0}}, \quad (4.2)$$

де  $n_0$  – число абонентів, які при заданій якості сигналу та надійності можуть одночасно працювати в одному секторі кожної соти.

2. Число частотних каналів, необхідних для комунікаційної роботи мережі на заданій території, визначається виразом

$$N_k = \text{int} \left( \frac{\Delta F}{F_k} \right), \quad (4.3)$$

де  $F_k$  – смуга частот одного каналу, визначається стандартом радіозв'язку.

Розмірність кластера мережі, що проектується, визначається наступним співвідношенням:

$$p(C) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x_1}^{\infty} \exp \left( -\frac{x^2}{2} \right) dx \right) \cdot 100, \quad (4.4)$$

де

$$x_1 = \frac{10 \lg \left( \frac{1}{\beta_e} \right) - \rho_0}{\alpha_\rho},$$

$$\beta_e = \left( \sum_{i=1}^l \beta_i \right) \exp \left( \frac{\gamma_e^2 (\sigma^2 - \alpha_e^2)}{2} \right),$$

$$\alpha_\rho^2 = \sigma^2 + \alpha_e^2,$$

$$\alpha_e^2 = \frac{1}{\gamma_e^2} \ln \left( 1 + (\exp(\gamma_e^2 \sigma^2) - 1) \frac{\sum_{i=1}^l \beta_i^2}{\left( \sum_{i=1}^l \beta_i \right)^2} \right).$$

Значення даного інтеграла, що є табульованою  $Q$ -функцією, наведено у довідковій літературі [23, 44, 2].

Параметри  $l$  і  $\beta_i$  визначаються в залежності від типу антени БС (спрямовані або секторні) наступним чином ( $M$  – число секторів,  $q = D/R = \sqrt{3C}$ ):

– якщо  $\varphi = 360^0$  і  $M = 1$ ,  $l = 6$  і  $\beta_1 = \beta_2 = (q-1)^{-4}$ ,  $\beta_3 = \beta_4 = q^{-4}$ ,  
 $\beta_5 = \beta_6 = (q+1)^{-4}$ ;

– якщо  $\varphi = 120^0$  і  $M = 3$ ,  $l = 2$  і  $\beta_1 = (q+0.7)^{-4}$ ,  $\beta_2 = q^{-4}$ ;

– якщо  $\varphi = 60^0$  і  $M = 6$ ,  $l = 1$  і  $\beta_1 = (q+1)^{-4}$ .

Таким чином, після знаходження по таблицях значення  $x_1$  визначається відсоток часу зриву зв'язку  $p(C)$ . Якщо  $p(C) \leq p_t$ , то обране значення  $C$  підходить для заданих умов проектування, якщо ця умова не виконується ( $p(C) > p_t$ ), то розрахунки продовжуються з більшим значенням  $C$ .

Для мереж третього покоління (CDMA) параметр  $n_0$  за допомогою наступного виразу:

$$n_0 = \left( \frac{1-\lambda}{\alpha \rho_0} \right) \frac{(B_r / B_t)}{2 \exp(m_0 + K_T \sigma_0)}, \quad (4.5)$$

де  $\lambda = 0.2$  – потужність, що витрачається передавачем БС на пілот-сигнал [18-20];  $\alpha = 3/8$  – частка пауз у загальній тривалості розмови [20]  $B_i$  – швидкість передачі, біт/с;  $\sigma_0$  – рівень флуктуацій;  $\rho_0$  – захисне відношення приймача МС;  $K_T$  – допустимий відсоток часу зменшення відношення сигнал/шум щодо  $\rho_0$ .

Параметр  $K_T$  розраховується за такою формулою [20]:

$$P_T = 100 \int_{K_T}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) \frac{dt}{\sqrt{2\pi}}. \quad (4.6)$$

При  $p_T = 10\%$ , значення коефіцієнта  $K_T$  становитиме 1,29 [66].

Коефіцієнт  $m_0$  задається наступним виразом:

$$m_0 = \ln \left( \frac{\xi_1 \exp\left(\frac{\gamma_e^2 \sigma^2}{2}\right)}{\sqrt{(1 - \xi_2) + \xi_2 \exp(\gamma_e^2 \sigma^2)}} \right) - \frac{3\gamma_e}{2\sqrt{\pi}} \cdot \sigma. \quad (4.7)$$

де  $\sigma$  – дисперсія флуктуації сигналу у точці прийому ( $\sigma = 4-10$  дБ для систем мобільного зв'язку [17-20]);

$$\gamma_e = 0.1 \ln(10) = 0.23;$$

$$\xi_1 = 3(M + 1) \cdot 2^{-(k+1)} + 6 \cdot 7^{-k/2};$$

$$\xi_2 = \left( 3(M + 1) \cdot 2^{-(k+1)} + 6 \cdot 7^{-k} \right) \cdot \left( 3(M + 1) \cdot 2^{-(k+1)} + 6 \cdot 7^{-k/2} \right);$$

$k = 3 - 4$  – коефіцієнт згасання радіохвиль.

Для мереж CDMA коефіцієнт  $\sigma_0$ , що визначає дисперсію гаусової випадкової величини  $z_0$  задається наступним чином:

$$\sigma_0 = \sqrt{\ln[(1 - \xi_2) + \xi_2 \exp(\gamma_e^2 \sigma^2)] + 0,03\sigma^2}. \quad (4.8)$$

3. Кількість абонентів, що обслуговуються однією БС, визначається з наступного співвідношення:

$$N_{aBS} = M \operatorname{int} \left( \frac{A}{B} \right). \quad (4.9)$$

Як видно, вона залежить від кількості секторів, телефонного навантаження та активності абонентів.

4. Кількість БС, необхідна для працездатності мережі, що проектується, визначається співвідношенням

$$N_{BS} = \operatorname{int} \left( \frac{N_a}{N_{aBS}} \right). \quad (4.10)$$

де  $N_a$  – запланована кількість абонентів, яких мережа має обслуговувати.

5. Припустимо, що навантаження по всій площі зони розподілено рівномірно, тоді радіус соти можна визначити наступним чином [21,22]:

$$R = \sqrt{\frac{1,21 \cdot S_0}{\pi N_{BS}}}. \quad (4.11)$$

6. Імовірність виникнення помилок у сеансі зв'язку – один із найважливіших показників ефективності телекомунікаційної мережі. Вона визначається за  $C \geq 3$  за такою формулою для найгіршого випадку – знаходження МС на межі зони обслуговування:

$$P_e \approx \frac{1}{(\sqrt{3}C - 1)^{2k}}. \quad (4.12)$$

7. Ефективність використання радіоспектру для мереж третього покоління залежить від кількості активних абонентів, що припадають на смугу частот:

$$\gamma = 1,21 \frac{S_0}{\pi R^2 F_k}. \quad (4.13)$$

Після розрахунку основних параметрів мережі, можна переходити до розробки попереднього плану мережі мобільного зв'язку.

Як можна бачити з проведеного аналізу, ефективність функціонування системи зв'язку оцінюється сукупністю приватних показників надійності  $N$ , пропускну здатності  $V$  та вартості  $C$  (під вартістю розумітимемо ефективність витрат – коефіцієнт ефективного використання капітальних витрат). Таким чином, узагальнений показник ефективності системи зв'язку можна записати у вигляді наступної функції:

$$\Phi = f(C, N, V),$$

де аргументи функції  $f$  - умови функціонування проектованої системи зв'язку і вимоги, що висуваються до неї, виражені у вигляді системи обмежень на приватні показники. Вигляд функції  $f$  визначається цільовим призначенням системи.

Математично задача підвищення ефективності системи зв'язку може бути записана у вигляді наступної цільової функції:

$$\max[f(C, N, V)],$$

де максимум узагальненого показника перебуває серед можливих реалізацій системи зв'язку з урахуванням системи обмежень, що накладається, на приватні показники.

## 4.2 Особливості планування мереж LTE

Стандарт LTE (Long Term Evolution) став новим кроком у ланцюжку стандартів мобільного зв'язку GSM-UMTS-LTE та орієнтований на передачу лише пакетного трафіку на основі технологій високошвидкісної пакетної передачі даних. Стандарт LTE базується на технологіях мультиплексування за допомогою ортогональних несучих OFDM, застосування багатоантенних систем MIMO та побудови еволюційної системної архітектури мережі (System Architecture Evolution) [15,22].

Порівняно з раніше розробленими системами 3G, радіоінтерфейс LTE забезпечує покращені технічні характеристики. Так, у новому стандарті смуга частот каналу зв'язку може змінюватись від 1,4 до 20 МГц, що дозволяє задовольнити потреби різних операторів зв'язку. При цьому обладнання LTE підтримує понад 200 активних з'єднань у зонах обслуговування БС мережі на 5 МГц смуги частот каналу зв'язку.

У мережах LTE застосовуються антенні системи типу MIMO, причому передбачається використання однієї, двох і чотирьох передаючих та приймальних антен у різних поєднаннях. Також стандарт допускає можливість створення сегмента LTE в існуючих діапазонах мереж W-CDMA і GSM [22].

При плануванні радіомережі LTE доцільно дотримуватись загальноприйнятої часової та логічної послідовності дій:

1. Отримання вихідних даних.
2. Калібрування математичної моделі поширення радіохвиль на основі вимірювань напруженості поля у найбільш характерних точках зони обслуговування мережі.
3. Побудова мережі початкового наближення.
4. Прив'язка ділянок розгортання базових станцій, визначених планом побудови (мережі початкового наближення) до території.
5. Ітеративна оптимізація мережі при широкому використанні засобів програмного забезпечення, що підтримують функції синтезу мережі та аналізу експлуатаційних характеристик.

У вигляді блок-схеми цей алгоритм представлений на рис. 4.1.

Основна складність на початковому етапі планування мереж LTE представляється у формулюванні вимог до мережі початкового наближення та пошуку балансу між ємнісними, швидкісними та просторовими показниками мережі. За рахунок можливості використання різних MCS (модуляційно-кодуєчих схем з можливістю зміни швидкості надлишкового кодування) мережа LTE, на основі вимірювання відношення сигнал/шум на приймальній стороні, може гнучко адаптуватися під умови поширення сигналу, що змінюються. Необхідне відношення с/ш на прийомі змінюватиметься залежно від типу використовуваної модуляції сигналу і швидкості надлишкового кодування, оскільки кожна MCS пред'являє свої вимоги до якості каналу.

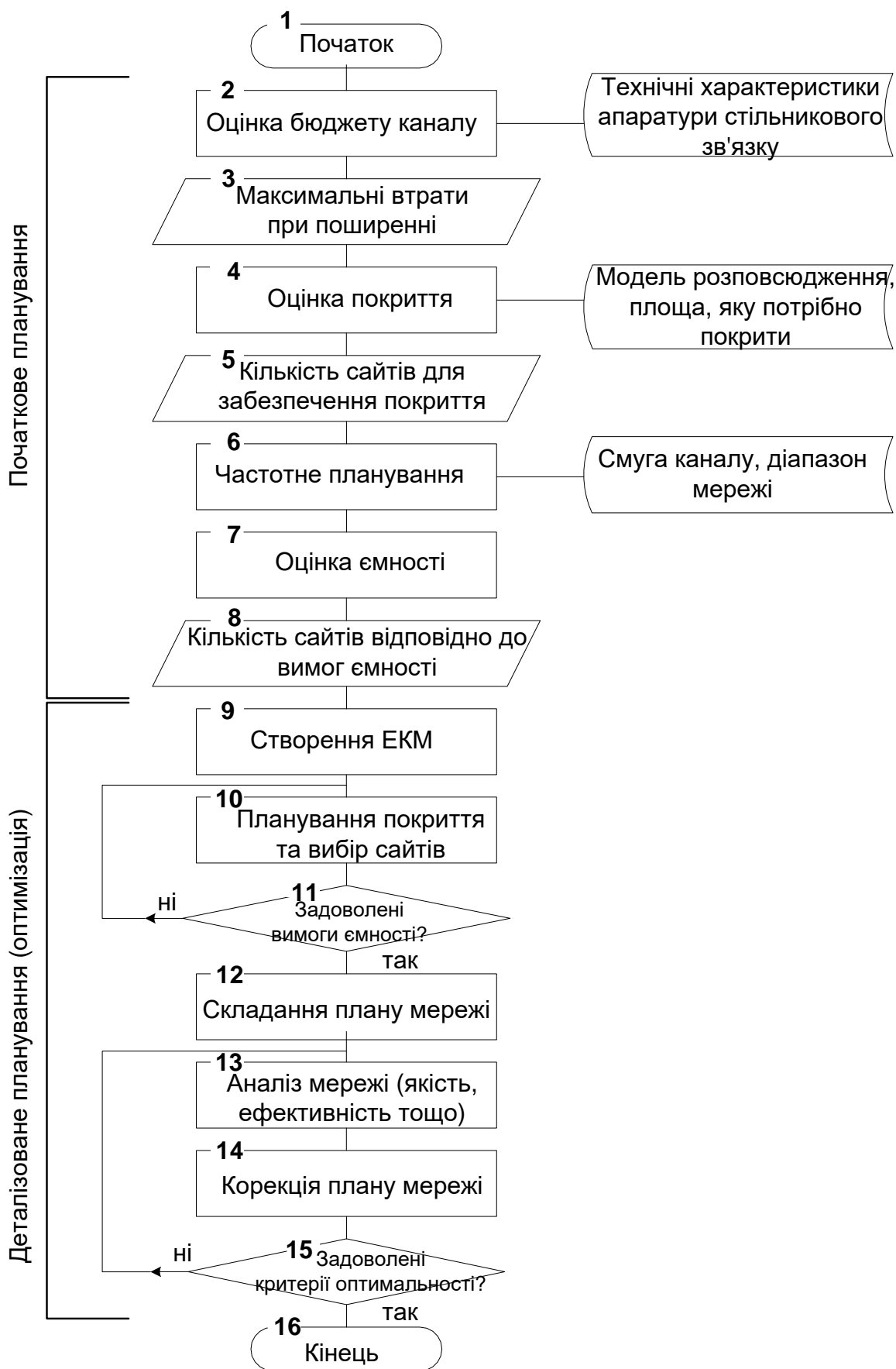


Рисунок 4.1 – Планування мережі LTE

У мережі LTE вся смуга частот може повністю використовуватися кожною сотою незалежно від розташування абонентів у соті. Розподіл ресурсних блоків у разі здійснюється з допомогою спеціального планувальника [22].

Відмінності у процесі планування мереж трьох поколінь зведено до таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Відмінності у плануванні мереж

Стандарт	Етапи планування
GSM	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Вибір типу частотного кластера</li> <li>2. Визначення просторових параметрів мережі</li> <li>3. Визначення параметрів базових станцій (виходячи з бюджету втрат)</li> <li>4. Складання частотного плану</li> </ol>
WCDMA	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Визначення числа каналів трафіку на соті залежно від внутрішньосистемних завад (завантаження мережі)</li> <li>2. Визначення просторових параметрів мережі</li> <li>3. Розрахунок параметрів базових станцій (виходячи з того, що сигнал груповий; розрахунок за пілотним сигналом)</li> <li>4. Розподіл кодових зрушень за секторами</li> </ol>
LTE	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Визначення просторових параметрів мережі</li> <li>2. Частотне планування</li> <li>3. Оцінка пропускної спроможності при заданому профілі трафіку</li> <li>4. Уточнення параметрів базових станцій та зони обслуговування, виходячи з трафіку</li> </ol>

Самі етапи та методи планування також відрізняються у різних поколіннях мобільного зв'язку (табл. 4.2).

Таблиця 4.2 – Планування мереж GSM, WCDMA та LTE

Найменування	GSM	WCDMA	LTE
1	2	3	4
Планування частотного ресурсу	Розподіл частотних каналів між базовими станціями	Не вимагається	Розподіл фрагментів смуги системи між користувачами базових станцій
Наявність регулярної методики планування	Існує	Існує для високошвидкісної та низькошвидкісної передачі	Ні
Комутація	Каналів, пакетів	Каналів, пакетів	Пакетів (все через IP)
Планування частотного ресурсу	Розподіл частотних каналів між базовими станціями	Не вимагається	Розподіл фрагментів смуги системи між користувачами базових станцій
Наявність регулярної методики планування	Існує	Існує для високошвидкісної та низькошвидкісної передачі	Ні
Комутація	Каналів, пакетів	Каналів, пакетів	Пакетів (все через IP)
Передача інформації	Вузькосмуговий сигнал	Широкосмуговий сигнал	OFDM
Профіль трафіку	Мова, мобільний інтернет, фоновий трафік	Мова, потокове відео, мобільний інтернет, фоновий трафік	VoIP, потокове відео, мобільний інтернет, фоновий трафік

## Продовження таблиці 4.2

Найменування	GSM	WCDMA	LTE
1	2	3	4
Дисципліна обслуговування	Мова-СМО з відмовами, Мобільний інтернет-СМО з чергами та пріоритетами	Мова-СМО з відмовами, Мобільний інтернет - СМО з чергами та пріоритетами, Потокове відео-СМО без затримок	VoIP - СМО з відмовами, Мобільний інтернет - СМО з чергами та пріоритетами, Потокowe відео-СМО без затримок

## 4.3 Моделі впливу поширення радіохвиль на ефективність системи

## 4.3.1 Моделювання втрат поширення сигналу

Основними факторами, що впливають на вибір таких параметрів мережі мобільного зв'язку як тип модуляції, потужність передавача, структури приймача та якості покриття, є модель поширення радіохвиль, спосіб відображення реальних умов поширення у вибраній моделі та припущення про структуру радіополя.

У різних мережах умови поширення радіохвиль можуть змінюватись від найпростішої ситуації однопроменевого поширення сигналу між приймачем і передавачем в умовах прямої видимості до багатопроменевого поширення при багаторазових відображеннях від штучних споруд та складок місцевості в умовах доплерівської зміни частоти при русі об'єкта або завад. Оскільки радіоканал є статистичною системою, на відміну від провідних ліній зв'язку, його властивості можуть бути визначені тільки з деякою ймовірністю. І, значною мірою, результати розрахунку параметрів радіоканалу залежать від обраної моделі. Моделі, засновані на тих самих принципах, розрізняються способом відображення реальної ситуації. Рекомендації різних національних та міжнародних організацій зв'язку значною мірою відрізняються один від одного і, таким чином, не існує єдиної загальноприйнятої моделі розрахунку поширення сигналу в міських умовах. Через те, що вимірювання параметрів моделі носить імовірнісний характер і вимагає великої кількості вимірювань та випробувань у різних умовах (погодні умови, пори

року, характер забудови, географічні параметри місцевості тощо), вибір адекватної моделі поширення радіохвиль є складною задачею. Також для порівняння та оцінки якості роботи радіомережі слід враховувати, що апаратні компоненти мережі, побудовані виходячи з обраної моделі, можуть істотно відрізнятися як функціонально, так і за реалізованими параметрами. З цього випливає, що відмінності як функціонування мобільної системи зв'язку завжди можуть бути віднесені до обраної моделі радіоканалу, так і до реалізованої апаратури.

У ході аналізу поширення радіохвиль визначається дальність радіозв'язку та реальні характеристики сигналу, що приймається. Класичний підхід до розрахунку розподілу електромагнітного поля в присутності об'єктів, що відбивають і поглинають, полягає в розрахунку напруженості поля в однорідному ізотропному просторі на основі законів відображення, дифракції та розсіювання. Однак специфічні умови міста, такі як величезна кількість фіксованих завад складної форми, переміщення та мінливість розташування приймачів, передавачів та завад, виключають можливість безпосереднього застосування такої методики та унеможливають точний розрахунок розподілу радіополя. Точний розрахунок розподілу поля використовується тільки у виняткових, найпростіших випадках, наприклад, таких як розрахунок зони радіотіні за великою завадою для сигналу при точно відомому розташуванні передавача базової станції, так як в інших випадках обсяг обчислень, що виникає при розрахунку, перевершують всі існуючі технічні можливості. Реальний розрахунок розподілу електромагнітного поля складає основу двох моделей [23]:

- «великої відстані» (large scale model);
- «малої відстані» (little scale model).

Модель "великої відстані" розглядає макроефекти, що впливають на електромагнітне поле, що виникають від завад великого в порівнянні з довжиною хвилі розміру. Згідно з цією моделлю, рівняння для електромагнітного поля у міських умовах відрізняються від рівнянь вільного простору, лише параметрами поширення, а також деякою ймовірністю відхилення реальних значень розподілу радіополя від розрахункових. Тобто наявність завад має в середньому не сильний вплив на структуру електромагнітного поля, яке залишається таким самим, як і у вільному просторі – стаціонарним, гладким та монотонним. Стаціонарність має на увазі незмінність структури поля в часі, гладкість – відповідність малих змін відс-

тані малим змінам напруженості поля, монотонність – безперервне зменшення величини поля зі збільшенням відстані від приймача до передавача.

Використання експериментально виміряних параметрів моделі забезпечує найбільшу точність розрахунків конкретного регіону.

Для наближених аналітичних розрахунків імовірнісної дальності радіозв'язку використовуються методики на основі рекомендацій EURO COST (Європейського об'єднання для наукових та технічних досліджень) та рекомендацій Міжнародного Союзу електрозв'язку (МСЕ) [24-30].

В основі цих методик лежать результати статистичної обробки великої кількості експериментальних даних, що описують параметри моделі для різних типових ситуацій (земна або водна підстилаюча поверхня, передмістя, велике місто тощо).

Більшість загальноприйнятих методик розрахунку дальності радіозв'язку було розроблено для транкінгових мереж зв'язку. Такі мережі відрізняються відносно великою дистанцією зв'язку (десятки кілометрів) та великою висотою передаючих антен (встановлюються на висотні будинки та вежі). У разі поширення можна розглядати «середні» значення потужності.

При розрахунку дальності зв'язку в невеликих сотах застосування даних методик можливе тільки з застереженнями, так як на відстані в сотні метрів і при розрахунку загасань усередині будівель практично неможливо говорити про «середню» рівномірність поля.

Понад те, будь-який розрахунок дальності радіозв'язку під час використання будь-яких методик може бути лише оцінним, та його достовірність визначається тим, наскільки «середні» умови поширення збігаються з реальними, і навіть залежить від правильності вибору запроваджених моделей поправочних коефіцієнтів, залежних умов конкретного регіону.

Класифікація моделей поширення радіосигналу представлена рис. 4.2.

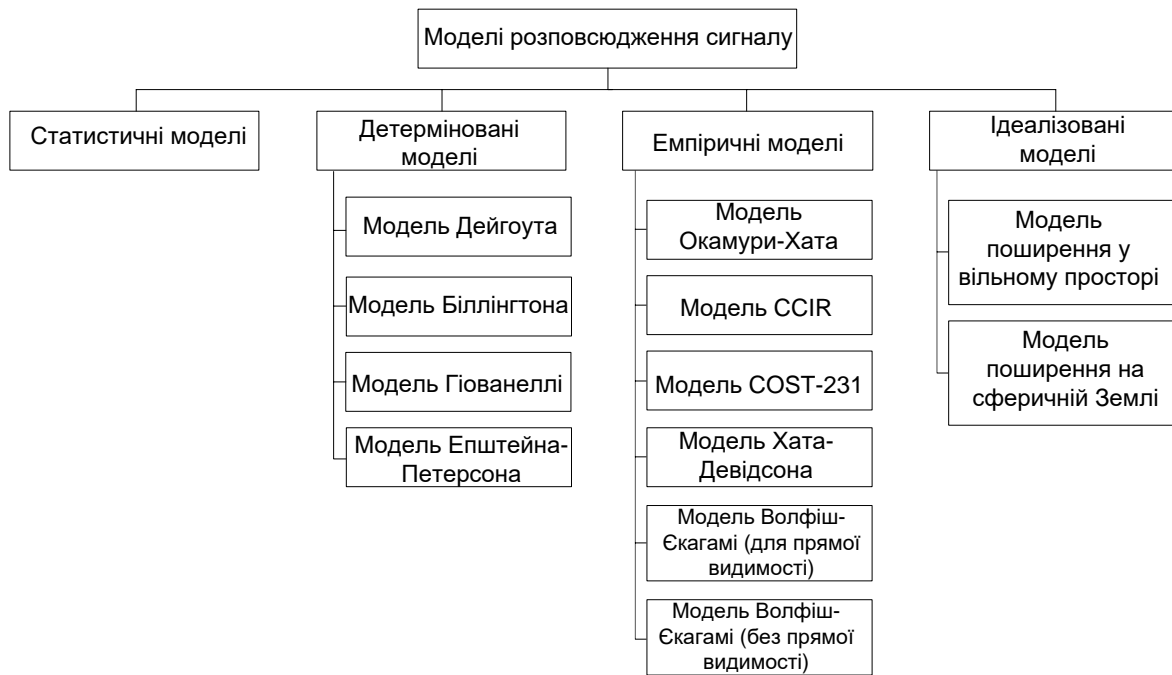


Рисунок 4.2 – Класифікація типових моделей розповсюдження

Для аналітичних розрахунків дальності радіозв'язку в системах з аналоговими сигналами Міжнародної Консультативної Комісії Радіозв'язку (МККР) розроблено «Методику визначення очікуваної дальності УКХ радіозв'язку з рухомими об'єктами», складену на основі документів МККР «Рекомендація 370» та «Звіт 239». Ця методика ґрунтується на наступних положеннях:

- величина зони обслуговування системи зв'язку розраховують, виходячи з мінімальної величини сигнал/шум на виході приймача, коли досягається необхідна розбірливість мови. Для систем із цифровими сигналами загальноприйнято, що поняття «розбірливість мови» замінюється «достовірність прийому». У «Методиці» та «Рекомендації» ці поняття не визначені;

- розрахунки, що проводяться за «Методикою» та «Рекомендацією», мають імовірнісний характер. Це зумовлено тим, що шляхом точних математичних обчислень можуть бути отримані окремі параметри, що характеризують дальність радіозв'язку. Велика кількість поправочних коефіцієнтів, що використовуються в розрахунках, вибираються на основі середньостатистичних багаторічних спостережень. Повнота цих даних та можливість їх застосування у кожному конкретному випадку залишається невирішеною проблемою;

- основу «Методики» складають криві поширення радіохвиль. Дані криві відображають залежність середньої напруженості електромагнітного поля  $E$  (деци-

бели щодо 1 мкВ/м при 1 кВт ефективної випромінюваної потужності та висоті передавальної антени 10 м) у точці розташування приймача при різних відстанях  $d$  до передавача та значення висоти підйому антени приймача  $h$ . Графіки відповідають 50% ймовірності встановлення радіозв'язку на 50% території та побудовані для різних частот та типів підстилаючих поверхонь.

На основі серії проведених у США вимірів, Лі (англ. W.C.Y. Lee) запропонував досить просту модель поширення сигналу з несучою частотою  $f_c = 900$  МГц. Середнє значення потужності, виміряної на відстані  $d$  від станції, що передає, згідно моделі Лі, можна описати за допомогою наступного виразу [25-28]:

$$P(d) = P_0 \left( \frac{d}{d_0} \right)^{-\gamma} \left( \frac{f}{f_0} \right)^{-n} F_0, \quad (4.14)$$

або в логарифмічному поданні

$$(P(d))_{dB} = (P_0)_{dB} - \gamma \lg \left( \frac{d}{d_0} \right) - n \lg \left( \frac{f}{f_0} \right) + (F_0)_{dB}, \quad (4.15)$$

$$F_0 = \prod_{i=1}^5 F_i$$

де  $P_0$  – еталонна медіанна потужність, виміряна на відстані  $d_0 = 1$  км;  $F_0$  – поправочний коефіцієнт, що визначається за допомогою серії компонентних множників.

Коефіцієнти  $F_i$  розраховуються в такий спосіб:

$$F_1 = \left( \frac{h_{BS,eff}}{30,48} \right)^2;$$

$$F_2 = \left( \frac{h_{MS}}{3} \right)^v;$$

$$F_3 = \frac{P_T}{10}; \quad (4.16)$$

$$F_4 = \frac{G_T}{4};$$

$$F_5 = G_R,$$

де  $h_{BS,eff}$  – ефективна висота антени базової станції, м;  $\nu$  – показник ступеня ( $\nu = 1$  при висоті антени рухомої станції менше 3 м, при висоті більше 10 м –  $\nu = 2$ )  $P_T$  – потужність сигналу передавача базової станції, Вт;  $G_T$ ,  $G_R$  – коефіцієнти посилення антен відповідно базової та мобільної станції щодо напівхвильового вібратора. Параметри  $P_0$  та  $\gamma$  були отримані експериментально в результаті проведення вимірів у різних типах навколишнього середовища та представлені в таблиці 4.3 [27].

Таблиця 4.3 – Значення  $P_0$  і для різних типів навколишнього середовища

Тип середовища	$P_0$	$\gamma$ , дБ на декаду
Вільний простір	-41	20,0
Сільська місцевість, рідкісна забудова	-40	43,5
Передмістя, невелике місто	-54	38,4
Філадельфія	-62,5	36,8
Нью-Йорк	-55	43,1
Токіо	-78	30,5

Система, в якій були проведені вимірювання, що послужили основою емпіричних формул моделі Лі, має наступні параметри [20,21]:

- несуча частота  $f_c = 900$  МГц;
- висота антени базової станції  $h_{BS,eff} = 30$  м;
- потужність сигналу, що передається  $P_T = 10$  Вт;
- коефіцієнт посилення антени базової станції щодо напівхвильового вібратора  $P_T = 6$  дБ;
- висота антени мобільної станції  $h_{MS} = 3$  м;
- коефіцієнт посилення антени мобільної станції  $G_R = 0$  дБ.

Ці параметри відображені у формулах у вигляді коефіцієнтів  $F_1 \dots F_5$ .

Іншою поширеною моделлю для прогнозування сигналу у міських умовах є модель Окамури (англ. Okumura). В її основі також лежить безліч вимірів. Ці вимірювання проводилися в Токіо в частотному діапазоні від 150 до 1920 МГц. В результаті, для опису залежності медіанних втрат  $(L_{50})_{dB}$  від відстані  $d$  до базової передаючої антени станції було запропоновано таку формулу [29]:

$$(L_{50})_{dB} = L_S + A(f, d) + G(h_{BS,eff}) + G(h_{MS});$$

$$L_S = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right), \quad (4.17)$$

де  $L_S$  – втрати при поширенні у вільному просторі;  $A(f, d)$  – медіанне значення втрат у міському середовищі з квазігладкою земною поверхнею щодо загасання у вільному просторі у випадку, якщо ефективна висота антени базової станції  $h_{BS,eff} = 200$  м, а висота антени рухомої станції  $h_{MS} = 3$  м;  $G(h_{BS,eff})$  – коригуючий коефіцієнт (в дБ), що враховує відмінність ефективної висоти антени базової станції від 200 м;  $G(h_{MS})$  – коригуючий коефіцієнт (в дБ), що залежить від висоти антени мобільної станції, якщо вона відрізняється від 3 м.

Втрати під час поширення у вільному просторі  $L_S$  обчислюються в логарифмічному масштабі

Таким чином, за допомогою формули (4.6) та отриманих емпіричних графіків, можна оцінити згасання сигналу в умовах міської забудови на частотах від 150 до 2000 МГц, якщо відстань між мобільною та базовою станціями становить від 1 до 100 км, а ефективна висота антени базової станції лежить у діапазоні від 30 до 1000 м [29].

Модель Окамури досить проста. Характеристики міської місцевості в Європі чи США трохи відрізняються від параметрів японської міської місцевості, але, незважаючи на це, модель Окамури користується популярністю і вважається однією з найкращих для розробки систем рухомого наземного зв'язку. Основним недоліком даної моделі є повільна реакція на зміну типу місцевості. Найкраще модель Окамури підходить для міських та приміських районів і не така ефективна для проектування систем у сільській місцевості.

При адаптації емпіричних формул до графіків, складених Окамурою, з'явилася модель Хата (Hata). Ці формули добре апроксимують графіки у певних

діапазонах несучих частот на квазігладкій земній поверхні. Для оцінки згасання у міській місцевості в частотному діапазоні від 150 до 1500 МГц при ефективній висоті антени базової станції від 30 до 200 м були запропоновані наступні емпіричні формули [20]:

$$\begin{aligned} (L_{50})_{dB} |_{місто} &= 69,55 + 26,16 \cdot \lg f - 13,83 \cdot \lg(h_{BS,eff}) - \\ &- a(h_{MS}) + (44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_{BS,eff})) \cdot \lg d; \\ a(h_{MS}) &= (1,1 \cdot \lg f - 0,7)h_{MS} - 1,56 \cdot \lg f + 0,8, \end{aligned} \quad (4.18)$$

де  $a(h_{MS})$  – поправочний коефіцієнт, який від висоти антени мобільної станції та змінюється в діапазоні висот від 1 до 10 м.

Для великого міста він задається виразами (в дБ):

$$a(h_{MS}) = 8,29(\lg 1,5h_{MS})^2 - 1,1 \text{ для } f < 400 \text{ МГц,}$$

$$a(h_{MS}) = 3,2(\lg 11,75h_{MS})^2 - 4,97 \text{ для } f > 400 \text{ МГц.}$$

Для приміської місцевості втрати при поширенні сигналу описується такою формулою:

$$(L_{50})_{dB} = (L_{50})_{dB} |_{місто} - 2 \left( \lg \left( \frac{f}{28} \right) \right)^2 - 5,4. \quad (4.19)$$

У разі відкритої місцевості втрати описуються виразом

$$(L_{50})_{dB} = (L_{50})_{dB} |_{місто} - 4,78(\lg f)^2 + 18,33 \cdot \lg f - 40,94. \quad (4.20)$$

Таким чином, описані вище моделі дають можливість оцінити залежність втрат при поширенні сигналу від несучої частоти, висоти антен базової та мобільної станцій, а також типу місцевості. Дані моделі з припустимою точністю відбивають процеси поширення сигналу відстані більше 1 км, і найкраще підходять для частот до 1,5 ГГц. Однак існують системи персонального зв'язку, що працюють в діапазоні від 1,8 до 2,0 ГГц, наприклад, DCS 1800 і PCS 1900, які є версіями GSM і поширені в Європі і США відповідно. Для створення моделей поширення сигналу в системах PCS було проведено безліч вимірювань та поставлено численні експерименти. Діапазон 1,8 ГГц відрізняється від традиційного для мобільної теле-

фонії діапазону 900 МГц великим згасанням, у зв'язку з цією основною відмінністю систем PCS від звичайних МСЗ є зменшений розмір сот. Дослідження нових моделей поширення проводились у рамках проекту Європейського Союзу COST-231. В результаті проектів COST були розроблені та представлені в довідковій літературі принаймні дві моделі поширення [27]:

- модель COST231-Хата;
- модель COST231-Уолфіш-Ікегамі.

4.3.2 Модель обліку впливу рельєфу місцевості на зону покриття одиночного джерела та системи в цілому

У процесі пошуку оптимального вирішення завдання територіального планування необхідно розраховувати область покриття від усіх розміщених ресурсів. Таким чином, беручи до уваги використання генетичних алгоритмів для пошуку рішення та ГІС технологій для отримання інформації про місцевість, необхідно виробити лінійний алгоритм, що дозволяє розрахувати покриття від окремого ресурсу.

Основний метод пошуку припускає, що генетичний алгоритм циклічно розміщує ресурси на заданій території. Кожен розміщений ресурс характеризується своїм радіусом області покриття. Для оцінки ефективності покриття території кожним ресурсом застосовується алгоритм, який використовує карту висот заданої території [25, 30].

На рисунку 4.3 показана схема розрахунку різних параметрів.

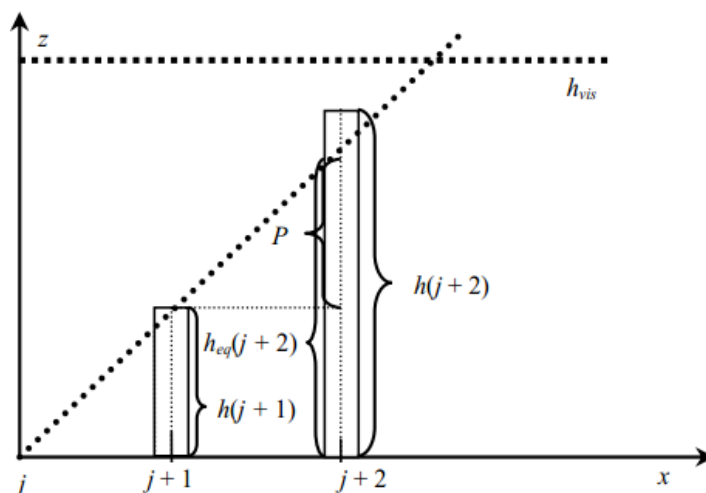


Рисунок 4.3 – Схема розрахунку параметрів прямої видимості

У процесі роботи алгоритму використовуються такі значення:

1.  $j$  – місце розташування ресурсу
2.  $j+1$  – осередок поблизу місця розташування станції
3.  $h(j+1)$  – висота в комірці  $j+1$
4.  $h_{eq}(j+2)$  – еквівалентна висота в комірці  $j+2$
5.  $P$  – різниця між  $h_{eq}(j+2)$  і  $h(j+1)$
6.  $h(j+2)$  – висота в комірці  $j+2$
7.  $h_{vis}$  – рівень видимості

Починаючи з точки розташування ресурсу, для всіх осередків розраховується еквівалентна висота за формулою, отриманою із відношення трикутників:

$$[(j+1) - j] : h(j+1) = [(j+2) - (j+1)] : P. \quad (4.21)$$

Виразимо  $P$ :

$$P = \frac{h(j+1)[(j+2) - (j+1)]}{(j+1) - j} = h(j+1). \quad (4.22)$$

З рисунка 4.3 та формули (4.22) маємо:

$$h_{eq}(j+2) = h(j+1) + P = 2h(j+1). \quad (4.23)$$

Отримане значення використовується для перевірки видимості осередків. Початковими умовами даного алгоритму є:

- висота рівня видимості вище максимальної висоти осередків
- вигини землі не впливають на обчислення
- діаграма спрямованості, для спрощення подальших розрахунків, характеризується колом із фіксованим радіусом, так само можлива заміна на алгоритм з іншою діаграмою спрямованості антени, але при цьому суттєво збільшиться час розрахунків.

Обчислення ефективної області покриття ресурсу проводиться відповідно до обраного напрямку. На рисунку 4.4 показано схему роботи алгоритму оцінки видимості осередків для кожного напрямку.

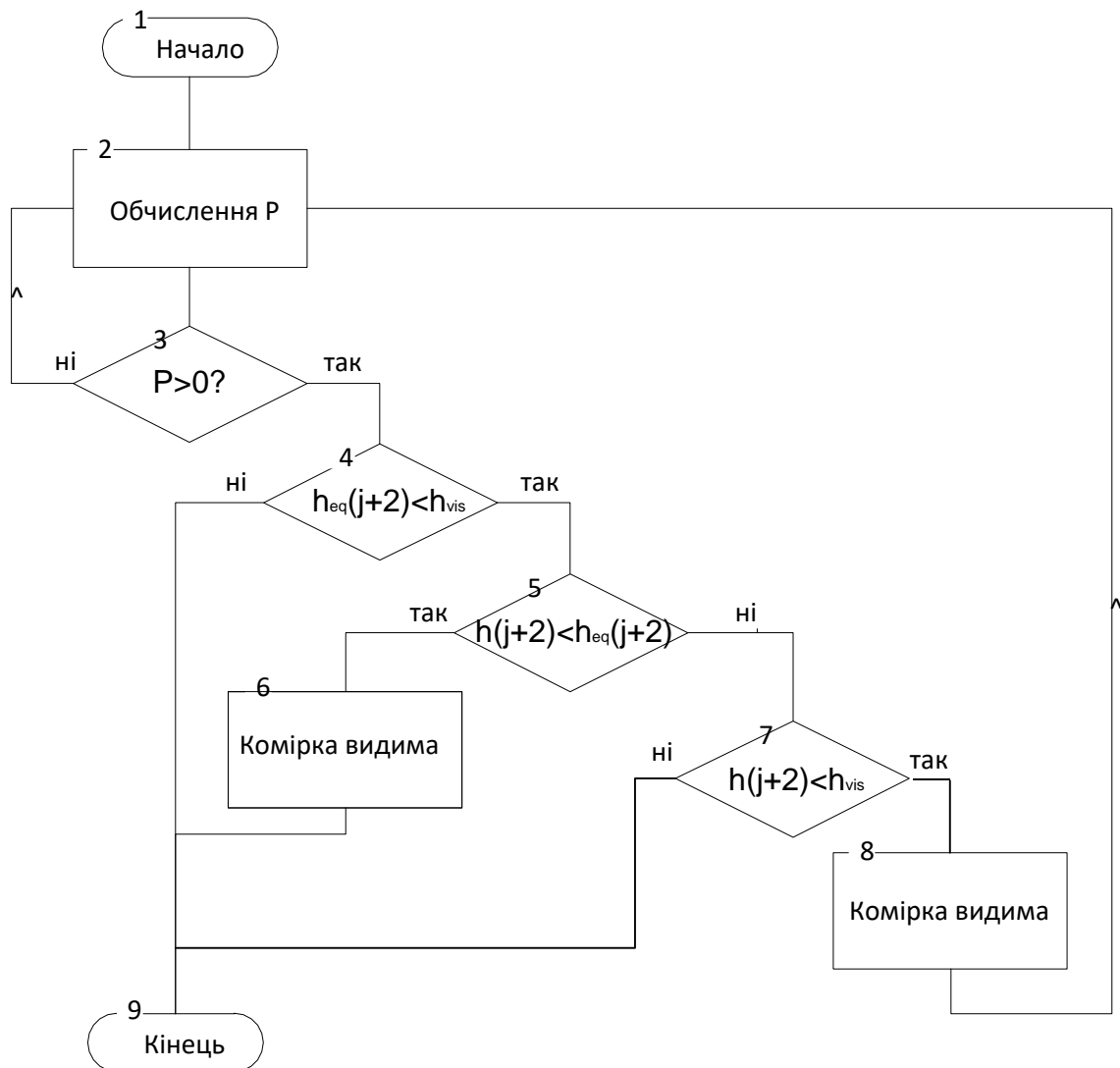


Рисунок 4.4 – Алгоритм оцінки видимості осередків

Кроки алгоритму:

1. Обчислюється перше значення  $P$  між коміркою розташування ресурсу та наступною. Якщо  $P$  менше нуля, це означає, що наступна комірка має висоту менше, ніж комірка розташування ресурсу  $i$ , отже, видима на висоті  $h_{vis}$ . Значення  $P$  обчислюються для всієї площі покриття. Якщо зустрічається  $P > 0$ , здійснюється перехід до наступного кроку.

2. Порівнюється еквівалентна висота з рівнем видимості, якщо розрахункове значення менше, то обчислення по даному променю закінчуються, інакше здійснюється перехід кроку.

3. Порівнюється еквівалентна висота та висота комірки. Якщо перша більша, то осередок видимий і обчислення по даному променю закінчуються. В іншому випадку висота комірки порівнюється з рівнем видимості  $i$ , якщо висота менше,

ша, то значення  $P$  змінюється на поточне значення і комірка оголошується видимою. Алгоритм повертається на крок 1.

Ці три кроки застосовуються до всієї області покриття вздовж напрямків, вибір яких описаний нижче. Таким чином, необхідно в циклі застосувати всі кроки до кожного променя, що виходить із місця розташування ресурсу із заданим кутом. Також необхідно перевірити осередки, що знаходяться між сусідніми променями.

На рисунку 4.5 представлена схема обробки сітки з фіксованим кроком комірки та кутом радіусу.

Для аналізу нерозглянутих осередків використовується наближений алгоритм, що дозволяє, однак, визначити, чи видимий осередок чи ні. Алгоритм заснований на запам'ятовуванні видимих осередків на переглянутих променях, після запам'ятовування позицій двох суміжних променів, осередки між ними оголошуються видимими.

Для спрощення розрахунків у початкових популяціях використовується великий крок між суміжними променями, потім це значення зменшується для більш точних результатів.

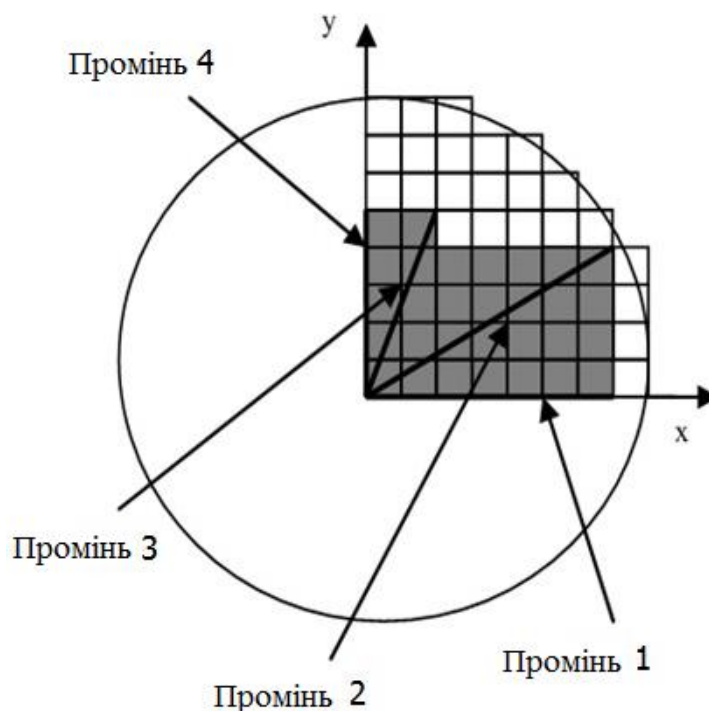


Рисунок 4.5 – Схема обробки осередків

#### 4.4 Моделювання зони покриття

Зона радіопокриття БС залежить від низки чинників. У тому числі можна назвати параметри приймача БС, рельєф місцевості, щільність міської забудови, характеристики випромінювання мобільних станцій тощо. Основою для розрахунку зони покриття території радіосигналом є процедура визначення напруженості електромагнітного поля в місці встановлення БС. Однак абсолютно точної фізичної моделі поширення радіохвиль не надають навіть найскладніші, комплексні методики. Таким чином, неможливість обліку всіх факторів, що впливають, дозволяє говорити лише про оцінку зони радіопокриття сигналу БС.

Алгоритм побудови зон обслуговування БС можна у наступному вигляді (рис. 4.6) [22]:

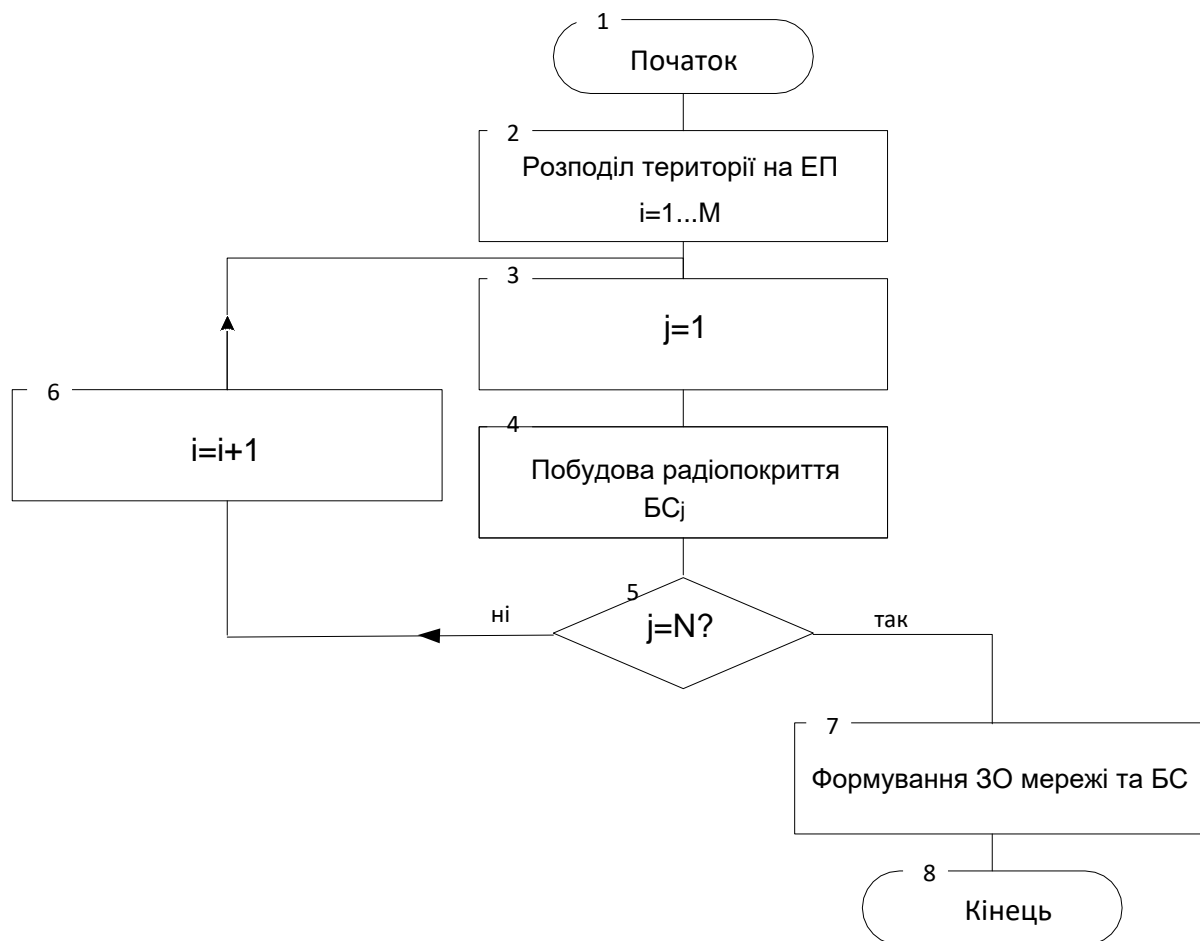


Рисунок 4.6 – Блок-схема алгоритму побудови зон обслуговування

В результаті побудови радіопокриття кожної базової станції та відповідних абонентських (мобільних) станцій утворюється безліч зон покриття, що склада-

ються з елементарних майданчиків, що зображуються у вигляді квадратів із центром у точці з координатами  $(Ш_i, Д_i)$  атрибутів [3]:

- порядковий номер,  $ID_i^j$ ; та мають наступний набір
- рівень сигналу на вході приймача МС, створюваний передавачем БС,  $P_{BSi}^j$ , дБВт;
- рівень сигналу на вході приймача БС, створюваний передавачем МС,  $P_{MSi}^j$ , дБВт;
- ослаблення сигналу на трасі БС-МС,  $L_i^j$ , дБ;
- довжина траси,  $D_i^j$ , км;
- азимут напрямку БС - МС,  $az_{12i}^j$ , град;
- азимут напрямку МС – БС,  $az_{21i}^j$ , град;
- коефіцієнт посилення антени БС,  $G_{BSi}^j$ , дБ;
- коефіцієнт посилення антени МС,  $G_{MSi}^j$ , дБ.

Перелічені параметри розраховуються для кожного  $i$ -го фрагмента території та  $j$ -ої БС наступним чином (рис. 4.7) [22]:

1. За допомогою значень координат розраховується відстань  $r_i$  між БС та ЕП, якщо вона перевищує  $R_{\max}$ , здійснюється перехід до наступної ЕП.  $R_{\max}$  розраховується так:

$$R_{\max} = 0.05 \cdot 10^{\min(Z_1, Z_2)},$$

$$\text{де } Z_1 = P_{prdBS} - P_{prmMS} + G_{\max BS} - L_{prdBS} + G_{\max MS} - L_{prmMS} - 32,45 - 20\lg(f_{prd}),$$

$$Z_2 = P_{prdMS} - P_{prmBS} + G_{\max MS} - L_{prdMS} + G_{\max BS} - L_{prmBS} - 32,45 - 20\lg(f_{prm}),$$

$L_{prdMS}$  – втрати в антенно-фідерному тракті передавача МС, дБ,

$L_{prmMS}$  – втрати в антенно-фідерному тракті приймача МС, дБ,

$L_{prdBS}$  – втрати в антенно-фідерному тракті передавача БС, дБ,

$L_{prmBS}$  – втрати в антенно-фідерному тракті приймача БС, дБ.

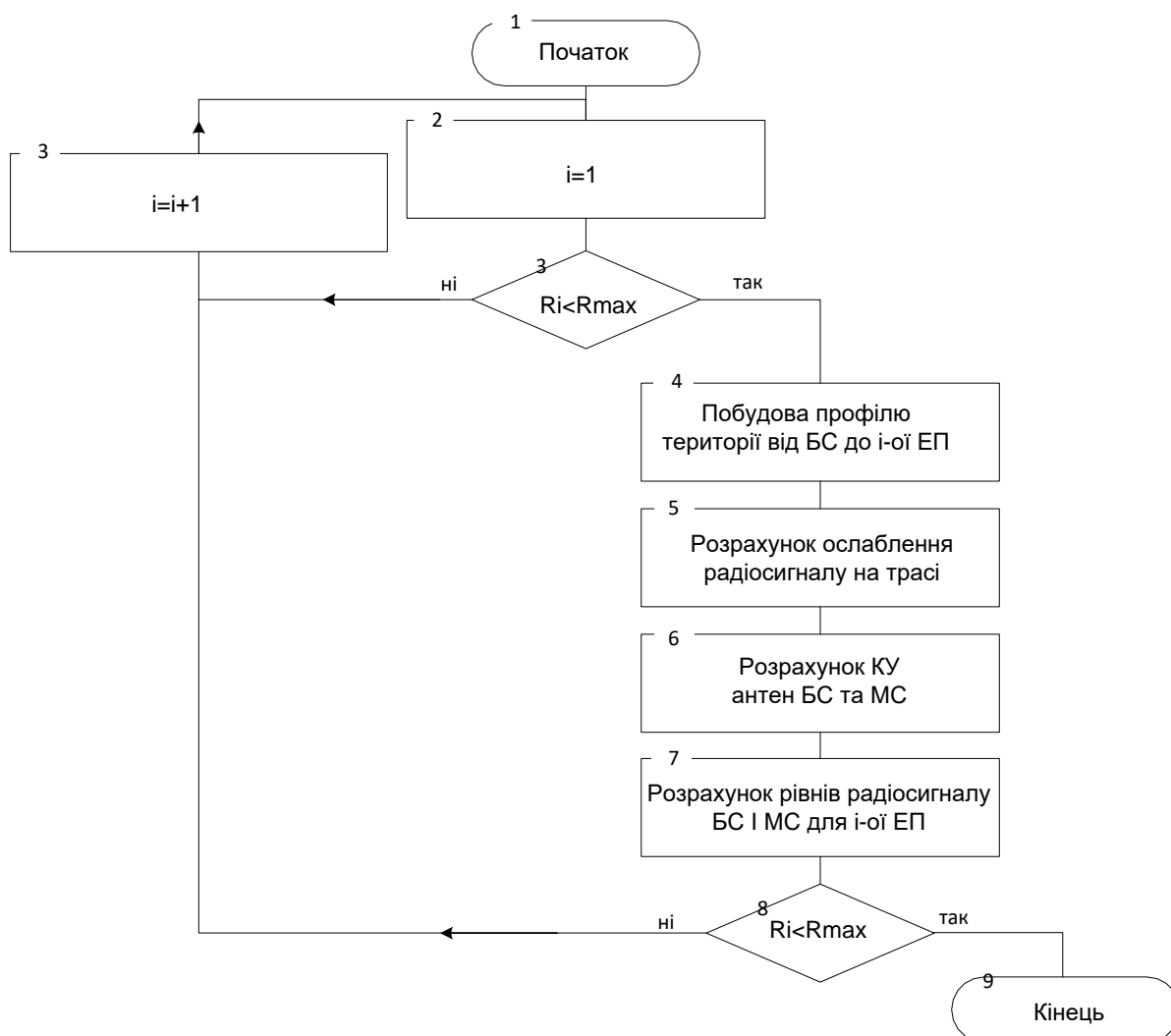


Рисунок 4.7 – Блок-схема алгоритму побудови радіопокриття БС

2. Будується профіль траси, за допомогою якого визначається довжина траси  $Dist_i^j$  та висоти антен  $h_{BS}$  та  $h_{MS}$  над рівнем моря.

3. За алгоритмом, описаним у рекомендації МСЕ Р.1546, визначається ослаблення радіосигналу на трасі  $L_i^j$  [25].

4. Розраховується коефіцієнт посилення антен, при цьому:

4.1. Для антени БС розраховують кутове відхилення від осі основної пелюстки в горизонтальній площині:

$$\varphi = \begin{cases} az_{12i}^j - az_{BS} & -180 \leq az_{12i}^j - az_{BS} \leq 180 \\ \left| az_{12i}^j - az_{BS} \right| - 360 & az_{12i}^j - az_{BS} > 180 \\ 360 - \left| az_{12i}^j - az_{BS} \right| & az_{12i}^j - az_{BS} < -180 \end{cases} .$$

4.2. Далі, розраховується кутове відхилення від осі основної пелюстки передавальної антени БС у вертикальній площині:

$$a = \Delta_{BS} - \delta, \text{ град,}$$

де

$$\delta = \begin{cases} \frac{180}{\pi} \cdot \frac{(h_{BS} - h_{MS})}{Dist_i^j}, \text{ якщо } Dist_i^j < 130,4(\sqrt{h_{BS}} + \sqrt{h_{MS}}) \\ 0, \text{ якщо } Dist_i^j \geq 130,4(\sqrt{h_{BS}} + \sqrt{h_{MS}}) \end{cases}, \text{ град,}$$

$\Delta_{BS}$  – кут піднесення антени, град.

4.3. Розраховуються коефіцієнти посилення  $G_H(\varphi), G_V(\alpha)$  за допомогою парціальних діаграм спрямованості.

4.4. Розраховується коефіцієнт посилення антени БС:

$$G_{BSi}^j = G_{\max BS} + G_H(\varphi) + G_V(\alpha).$$

4.5. Аналогічно розраховується коефіцієнт посилення для МС  $G_{MSi}^j$ .

4.6. Розраховуються рівні сигналу на входах приймачів МС, що створюються передавачами БС та рівні сигналів на входах приймачів БС, що створюються передавачами МС:

$$P_{MSi}^j = P_{prdBS} + G_{BSi}^j - L_{prdBS} + G_{MSi}^j - L_{prmMS} - L_i^j,$$

$$P_{BSi}^j = P_{prdMS} + G_{MSi}^j - L_{prdMS} + G_{BSi}^j - L_{prmBS} - L_i^j.$$

Таким чином, зона обслуговування кожної БС формується за результатами аналізу всієї сукупності елементів множин зон покриття, у вигляді множини зон обслуговування. Зона обслуговування мережі складається із зон обслуговування всіх БС, тобто є сукупністю всіх множин  $ZO^j$ .

#### 4.5 Вибір оптимального проектного варіанту мережі мобільного зв'язку

В результаті роботи багатокритеріального генетичного алгоритму було отримано набір оптимальних за Парето рішень. Для вирішення задачі проектування радіомережі необхідно вибрати єдиний варіант мережі. Для цього необхідне залучення додаткової інформації від особи, яка приймає рішення. Одним із методів вибору рішення серед альтернатив є метод аналізу ієрархій, запропонований Т. Сааті [22].

Таким чином, схему пошуку оптимального рішення можна подати у наступному вигляді (рис. 4.8) [22,23]:

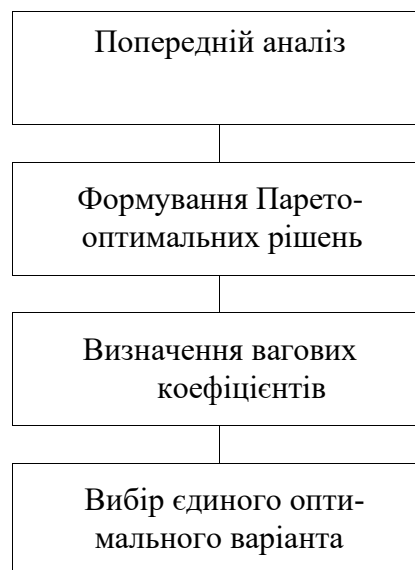


Рисунок 4.8 – Схема пошуку рішення

У першому етапі відбувається визначення критеріїв, що у оптимізації та умов оптимізації (територія і початкові параметри). На другому етапі за допомогою генетичного алгоритму формується набір оптимальних за Парето варіантів побудови мережі [22,23]. На третьому кроці ЛПР визначає важливість параметрів мережі залежно від кінцевої мети оптимізації (наприклад, забезпечення максима-

льної території покриття, ємності або мінімізація вартості). З отриманих критеріїв формується ієрархічна структура, придатна до використання МАІ. За підсумками коефіцієнтів, отриманих з допомогою МАІ, вибирається оптимальний план [29].

Метод аналізу ієрархій - системна процедура аналізу та подання проблеми у вигляді ієрархії. МАІ ґрунтується на наступних трьох принципах: декомпозиція, порівняння альтернатив та синтез пріоритетів [29]. Аналіз починається з перетворення складної, багатокритеріальної проблеми на ієрархію, кожен рівень якої складається з кількох простих елементів, які, своєю чергою, також розбиваються на піделементи. З другого краю кроці кожного рівня ієрархії з допомогою методу попарних порівнянь обчислюються пріоритети елементів. Третім кроком МАІ синтезує пріоритети елементів у загальні пріоритети альтернативних варіантів вирішення поставленого завдання. МАІ відрізняється від інших загальноприйнятих методів підтримки прийняття рішень тим, що не вимагає від ЛПР вказувати точні числові еквіваленти пріоритетів кожного елемента, а дозволяє робити це у вербальному режимі з допомогою таблиці пріоритетів [23].

Відповідно до принципів МАІ, першому етапі відбувається вибір критеріїв, яких залежить вибір тієї чи іншої альтернативи. Далі обрані критерії структуруються у вигляді ієрархії, щоб показати їх взаємодію між собою та вплив один на одного. Уявлення замовника про вимоги до проєктованої мережі визначають основні напрями оптимізації, що включаються до аналізу: надійність мережі, її пропускна спроможність та вартість. Для забезпечення достатнього рівня деталізації, критерії надійності та пропускної спроможності розбиваються на підкритерії. В надійності можна виділити такі аспекти: кількість зривів, допустима ймовірність блокування дзвінка, допустиме телефонне навантаження, ефективність використання радіочастотного спектра. На пропускну спроможність мережі впливають такі параметри: кількість абонентів, площа території обслуговування, кількість виділених частотних каналів, активність абонентів за годину найбільшого навантаження. Вартість, у випадку, залежить кількості БС. Ієрархія для МАІ представлена на рисунку 4.9.

Другим кроком МАІ є визначення пріоритетів кожного елемента ієрархії. Пріоритети виставляються шляхом попарного порівняння кожного набору елементів з урахуванням елементів, що перебувають вище ієрархії.

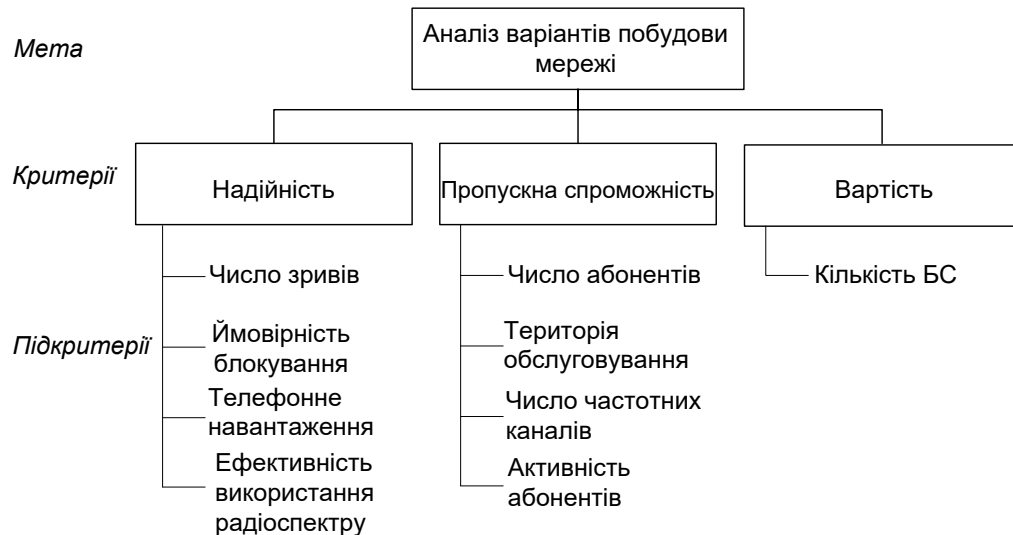


Рисунок 4.9 – МАІ-ієрархія для аналізу варіантів побудови мережі

Для виставлення пріоритетів Т. Сааті була розроблена спеціальна шкала (Таблиця 4.4).

Таблиця 4.4 – Шкала відносної важливості

Ступінь важливості	Визначення	Пояснення
1	Однакова значимість	Дві дії роблять однаковий внесок у досягнення мети
3	Деяке переважання значимості однієї дії перед іншою (слабка значимість)	Існують міркування на користь переваги одного з об'єктів, проте ці міркування недостатньо переконливі
5	Істотна чи сильна значимість	Є надійні дані та логічні міркування для того, щоб показати переважність одного з об'єктів
7	Очевидна значимість	Переконливе свідчення на користь переваги одного об'єкта іншому
9	Абсолютна значимість	Свідчення на користь переваги одного об'єкта перед іншим переконливі
2, 4, 6, 8	Проміжні значення між двома судженнями	Ситуація, коли необхідне компромісне рішення
Зворотні величини наведених чисел	Якщо елементу $i$ при порівнянні з елементом $j$ приписується одне з наведених вище чисел, то елементу $j$ ; при порівнянні з $i$ приписується обернене значення	

При груповій оцінці пріоритетів існує кілька варіантів обліку думок та поглядів кожного експерта. Є чотири шляхи виставлення групових пріоритетів за наявності узгоджених цілей:

- угода;
- голосування чи компроміс;
- геометричне середнє індивідуальних оцінок;
- ізольовані моделі чи експерти [29].

Переважаючий метод у таких випадках – це досягнення угоди між усіма експертами, однак, якщо її не можна досягти, то зазвичай використовується усереднене значення оцінок. Приклад отриманих пріоритетів критеріїв наведено на рисунку 4.10.

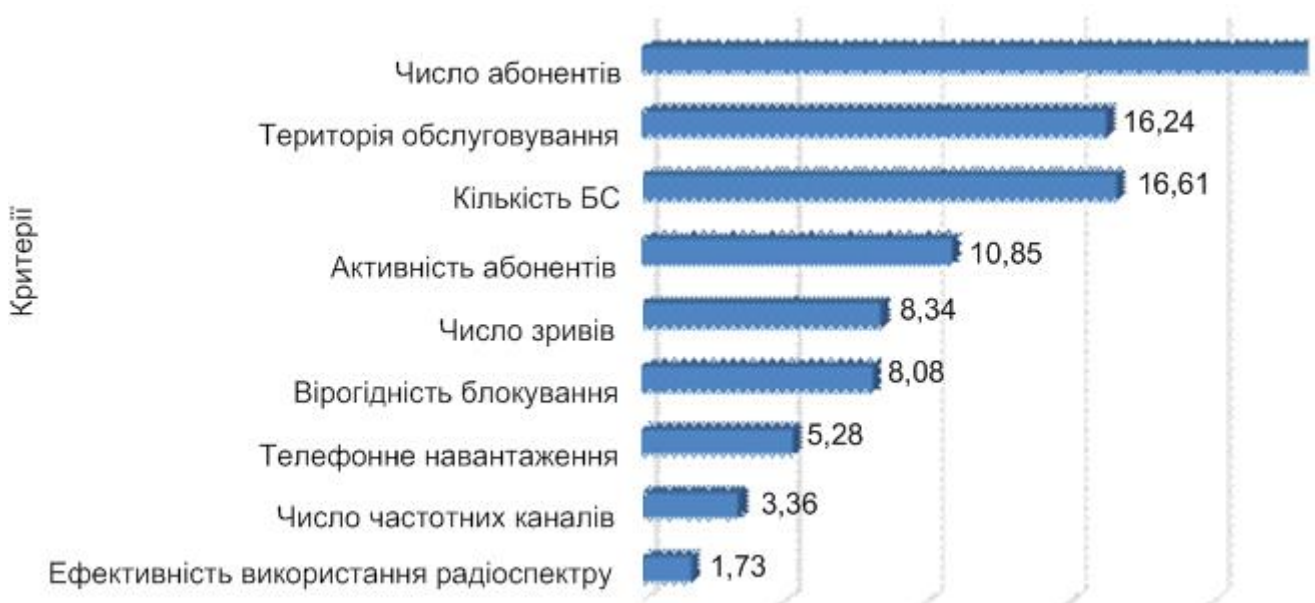


Рисунок 4.10 – Пріоритети критеріїв

У класичному підході до виставлення ваги та пріоритетів, оцінки є цілими числами від 1 для «незадовільно» і 5 для «видатного». Таким чином, при застосуванні цієї шкали оцінок може скластися некоректне припущення, що «видатне» має бути в 5 разів кращим за «незадовільний». У МАІ цю проблему вирішено шляхом присвоєння значення важливості чи корисності кожному за критерію з допомогою попарного порівняння.

Аналіз альтернативних варіантів здійснюється шляхом визначення оцінки та відповідного значення корисності для кожної можливої радіомережі з огляду на значення всіх її критеріїв.

Наступним етапом буде остаточний вибір проекту радіомережі за допомогою методик цілого програмування – максимізації загальних переваг замовника. Результируючий показник якості системи може бути представлений у вигляді скалярної цільової функції:

$$F(k_1, k_2, \dots, k_m) = \sum_{j=1}^m c_j f_j(k_j), \quad (4.24)$$

де  $c_j$  – коефіцієнти шкали, отримані в результаті МАІ,  $f_j(k_j)$  – скалярні функції корисності, що відображають корисність отриманого варіанту мережі за показником  $k_j$ .

Таким чином, вибір оптимального рішення відбувається з використанням пріоритетів замовника, отриманих в результаті застосування МАІ замість звичайних методів – мінімізації, наприклад, загальної вартості чи максимізації пропускної спроможності. Максимізація переваг має на увазі отримання в результаті найбільш відповідного проекту для кожного замовника та його вимог.

## ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі розроблені питання, щодо побудови аналітичних моделей ефективного використання радіочастотного ресурсу в системах мобільного зв'язку нових поколінь в рамках задачі планування мереж.

У першому розділі представлено всебічний аналіз нових технологій спрямованих на ефективний розподіл частотних ресурсів. В розділі надано детальний аналіз взаємодії між усіма методами та потенційними проблемами, пов'язаними з управлінням спектром, на які було розглянуто можливі рішення, запропоновані останніми дослідженнями. Також обговорюються майбутні наукові завдання, щоб виділити необхідні кроки, які можуть допомогти досягти бажаних цілей для проектування безпроводових мереж мобільного зв'язку 5-6G.

У другому розділі представлено розробку аналітичних моделей ефективного використання радіочастотного ресурсу в мережах мобільного зв'язку 4-5G, а саме проведено розробку аналітичної моделі ефективного територіального розміщення базових станцій та моделі ефективного оптимального призначення смуг частот в мережах мобільного зв'язку нових поколінь.

У третьому розділі визначені критерії оптимальності для вирішення задачі багатокритеріальної оптимізації управління ефективністю використання радіочастотного спектру. Проведено аналіз різних підходів до знаходження оптимальних варіантів планування мережі, серед яких прямі методи, метод дослідження простору параметрів та використання метаевристиків.

У четвертому розділі розглянуто методика планування мереж мобільного зв'язку на основі моделей підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу.

В цілому в кваліфікаційній роботі запропонована модель по отриманню оптимального проектного рішення в рамках задачі планування мереж мобільного зв'язку з підвищенням ефективності використання радіочастотного ресурсу, що ґрунтується на застосуванні методів багатокритеріальної оптимізації, еволюційного моделювання та методу аналізу ієрархій при плануванні мереж мобільного зв'язку нових поколінь.

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Chen, S.; Liang, Y.-C.; Sun, S.; Kang, S.; Cheng, W.; Peng, M. Vision, requirements, and technology trend of 6G: How to tackle the challenges of system coverage, capacity, user data-rate and movement speed. *IEEE Wirel. Commun.* 2020, 27, 218–228.
2. Saha, R.K. A technique for massive spectrum sharing with ultra-dense in-building small cells in 5G era. In *Proceedings of the 2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Fall)*, Honolulu, HI, USA, 22–25 September; pp. 1–7.
3. Zhang, H.; Chu, X.; Guo, W.; Wang, S. Coexistence of Wi-Fi and heterogeneous small cell networks sharing unlicensed spectrum. *IEEE Commun. Mag.* 2015, 53, 158–164.
4. Савченко Р.О., Селіванов К.О., Москалець М.В. МЕТОДИ ОПТИМАЛЬНОГО РОЗПОДІЛЕННЯ РАДІОЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ У МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ НОВИХ ПОКОЛІНЬ / Р.О. Савченко, К.О. Селіванов, М.В. Москалець // Матеріали восьмої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку (EMC-2022)». Харків, ХНУРЕ, Том 6, 2022, с. 78-79.
5. Савченко Р.О., Селіванов К.О., Москалець М.В. МЕТОДИКА ПОБУДОВИ ФЕМТОСТІЛЬНИКІВ У МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ/ Р.О. Савченко, К.О. Селіванов, М.В. Москалець // Матеріали восьмої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку (EMC-2022)». Харків, ХНУРЕ, Том 6, 2022, с. 80-81.
6. Савченко Р.О., Селіванов К.О., Москалець М.В. МЕТОДИ «КОГНІТИВНОГО РАДІО» У СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ 5G/.О. Савченко, К.О. Селіванов, М.В. Москалець // Матеріали восьмої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку (EMC-2022)». Харків, ХНУРЕ, Том 6, 2022, с. 82-83.
7. Chung, Y.-L. An energy-efficient coverage algorithm for macrocell—Small cell network systems. *Energies* 2017, 10, 1319.

8. Mollahasani, S.; Onur, E. Density-aware, energy-and spectrum-efficient small cell scheduling. *IEEE Access* 2019, 7, 65852–65869.

9. Wang, S.; Zhao, W.; Wang, C. Budgeted cell planning for cellular networks with small cells. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2015, 64, 4797–4806.

10. Chung, K.-S.; Keum, C. Mobile data offloading service using file cloud in small cells. In *Proceedings of the 2015 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, Jeju, Korea, 28–30 October 2015; pp. 936–938.

11. Klessig, H.; Ohmann, D.; Reppas, A.I.; Hatzikirou, H.; Abedi, M.; Simsek, M.; Fettweis, G.P. From Immune Cells to Self-Organizing Ultra-Dense Small Cell Networks. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 2016, 34, 800–811.

12. Сукачев Э.А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: учеб. пособ./ Сукачев Э.А. – Одесса: УГАС им. А.С. Попова, 2013. – 258 с.

13. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи/ Берлин А.Н. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 296 с.

14. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM/ Попов В.И. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 296 с.

15. Тихвинский, В. О. Сети мобильной связи LTE: технология и архитектура / В. О. Тихвинский, С. В. Герентьев, А. Б. Юрчук. – М.: Эко-Трендз, 2010. – с. 284.

16. Гельгор, А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных [Текст] : учеб. пособие / А. Л. Гельгор, Е. А. Попов. — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. — 204 с.

17. 4G Americas MIMO and Smart Antennas for Mobile Systems [Electronic resource] / 5G Americas. - Access mode: www / URL: [http://www.4gamericas.org/files/4614/0622/2152/MIMO\\_and\\_Smart\\_Antennas\\_July\\_2013\\_FINAL.pdf/](http://www.4gamericas.org/files/4614/0622/2152/MIMO_and_Smart_Antennas_July_2013_FINAL.pdf/) - July 2013.

18. Рыжков А.Е. Сети стандарта LTE. Развитие технологий радиодоступа : [монография ] / А. Е. Рыжков, М. А. Сиверс, А. С. Бабкин, А. М. Пыленок, А. П. Трофимов ; СПбГУТ. – СПб., 2014. – 256 с.

19. Бабков В.Ю. Системы мобильной связи. Термины и определения /В.Ю. Бабков, Г.З. Голант, А.В. Русаков. М. –: Горячая линия-Телеком ГЛТ, 2009. – С. 126.

20. Бабков В.Ю. Сотовые системы мобильной связи: учеб. пособ. / В.Ю. Бабков, И.А. Цикин. – СПб.: БХВ-Петербург, 2013. – 432 с.

21. Телекомунікаційні системи та мережі. Абонентський доступ і технології локальних мереж / В. В. Поповський та ін. Т. 2. Харків: СМІТ. Друге видання, доповнене. 2018. [Електроний ресурс]. – 2022. – Режим доступу до ресурсу: <http://www.znanius.com/3882.html?&L=0>
22. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / Поповський В.В., Сабурова С.О., Олійник В.Ф., Лосєв Ю.І., Агєєв Д.В. та ін.; За загальною редакцією В.В.Поповського. – Х.: СМІТ, 2006. – 564 с.
23. Поповский В. В. Основы теории телекоммуникационных систем / В. В. Поповский. – LAPLAMBERT: AcademicPublishing, 2018. – 565 с.
24. Быховский М.А. Частотное планирование сотовых сетей подвижной радиосвязи / М.А. Быховский // Электросвязь. – 1993. – №8. – С.30–32.
25. COST Action 231: Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems
26. Lee W.C.Y. Elements of cellular mobile radio systems / W.C.Y. Lee // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1986. – Т.35, №2. – С.48–56.
27. Lee W.C.Y. Wireless and cellular telecommunications / W.C.Y. Lee. – New York, NY: McGraw-Hill, 2006. – 821 p.
28. Rappaport T.S. Wireless communications / T.S. Rappaport. – Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR, 2002. – 707 p.
29. Seybold J.S. Introduction to RF propagation / J.S. Seybold. – Hoboken, N.J.: Wiley, 2005. – 330 с. 153
30. Wong K.D. Fundamentals of wireless communication engineering technologies / K.D. Wong. – Hoboken, N.J.: John Wiley & Sons, 2012. – xxii, 540.