

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

На правах рукопису

НІКІТІН СЕРГІЙ ОЛЕКСАНДРОВИЧ



УДК 621.327:681.5

**МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЗВ'ЯЗКУ В
БЕЗПРОВОДОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ НА
ОСНОВІ ФОРМУВАННЯ ПАРАЛЕЛЬНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ
ПОТОКІВ**

05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Науковий керівник -
Бреславець Віталій Сергійович,
кандидат технічних наук,
доцент

Харків – 2016

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	4
ВСТУП.....	5
1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ РОЗРОБКИ МОДЕЛЕЙ ТА МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЗВ'ЯЗКУ В БЕЗДРОТОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ.....	13
1.1 Місце та роль телекомунікаційних мереж у інформаційному забезпеченні споживачів	13
1.2 Складові продуктивності телекомунікаційної мережі.....	16
1.3 Критерій оцінки сумарної пропускної здатності мережі радіодоступу .	25
1.4 Постановка задачі досліджень.....	26
2 МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ ПАРАЛЕЛЬНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПОТОКІВ	28
2.1 Методи множинного доступу	28
2.1.1 Протоколи довільного доступу.....	29
2.1.2 Протоколи з фіксованим закріпленням ресурсу каналу	31
2.1.3 Протоколи з призначенням ресурсу на вимогу.....	38
2.1.4 Моделювання комбінованих методів.....	39
2.1.5 Моделювання параметрів множинного доступу з фіксованим ресурсом каналу	41
2.2 Метод передачі інформації на основі просторового та довільного доступу	50
2.3 Моделювання просторового розділення користувачів	55
2.3.1 Обґрунтування доцільності просторового розділення користувачів	55
2.3.2 Оцінка необхідної ширини променя для просторово виділеного каналу	59
2.3.3 Методика оцінки параметрів ЦАР.....	61
2.3.4 Оцінка кількості просторово виділених каналів на один сектор стільника.....	70
2.2.5 Оцінка залежності кількості променів від кількості елементів ЦАР	72

2.2.6 Розрахунок розмірів ЦАР для системи чистого SDMA	73
2.3 Комбінований метод множинного доступу.....	74
3 АДАПТИВНА ОПТИМІЗАЦІЯ ПРОДУКТИВНОСТІ	
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ ПРИ ДІЇ ЗАВАД	79
3.1 Метод передачі інформації з просторовим розділенням абонентів та оптимізацією довжини інформаційного пакету.....	80
3.2. Оцінка впливу завад на швидкість передачі інформації у пакетних системах передачі даних	84
3.2. Оптимізація довжини інформаційного пакету у пакетних системах передачі даних при дії завад	90
3.4. Порівняльний аналіз продуктивності систем передачі при оптимізації довжини інформаційних пакетів, що передаються	95
3.5. Оптимізація розміру фрагмента пакету передачі інформації у мережах радіодоступу при дії завад	98
3.5.1. Коротка характеристика функції розподіленої координації у бездротових технологіях	98
3.5.2. Аналіз схеми механізму передачі DCF в умовах високого навантаження	101
3.5.3 Оцінка пропускної здатності мережі радіодоступу	105
4 МОДЕЛЮВАННЯ АДАПТИВНОЇ САМООРГАНІЗОВАНОЇ МЕРЕЖІ	
БАЗОВИХ СТАНЦІЙ.....	119
4.1 Математичне моделювання діаграми спрямованості AP	119
4.2 Програмно-апаратна модель системи управління адаптивною безпроводовою телекомунікаційною мережею	124
ВИСНОВКИ.....	132
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	135
Додаток А	146
Додаток Б.....	151
Додаток В	158
Додаток Г.....	1655

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- AP – антенна решітка
- АС – абонентська станція
- АСУ – автоматична система управління
- БС – базова станція
- ДС – діаграма спрямованості
- ІТ – інформаційно-комунікаційні технології
- МД – множинний доступ
- ПЗ – пропускна здатність
- ТКМ – телекомунікаційна мережа
- ТКС – телекомунікаційна система
- ЦАР – цифрова антенна решітка
- CDMA – Code Division Multiple Access, множинний доступ з кодовим поділом каналів
- DAMA – Demand Assignet Multiple Access, множинний доступ з розподілом за запитом
- FDMA – Frequency Division Multiple Access, множинний доступ з частотним поділом каналів
- QoS – Quality os Service, якість сервісу
- SDMA – Space Division Multiple Access, множинний доступ з просторовим розділенням каналів
- TDMA – Time Division Multiple Access, множинний доступ з часовим поділом каналів

ВСТУП

Актуальність теми. Розвиток телекомунікаційних систем (ТКС) здійснюється у напрямку забезпечення необхідної якості послуг, які надаються користувачам. Особлива увага приділяється безпроводовим технологіям, на основі використання яких щороку зростає попит на надання постійно зростаючого обсягу інформації із значним підвищенням швидкості її отримання. Це супроводжується зростанням інтенсивності потоків інформації, у результаті чого вони значно перевершують пропускні можливості мереж. Особливої актуальності це протиріччя набуває у мобільних безпроводових системах зв'язку, які працюють в складних умовах розповсюдження сигналів та дії потужних електромагнітних завад. Збільшення випромінюваної потужності сигналу та розширення використовуваної смуги частот у теперішній час не дозволяють повною мірою ефективно розв'язати задачу, що виникла. Для подолання сформованого дисбалансу пропонується підвищувати пропускну здатність безпроводової телекомунікаційної системи шляхом формування паралельних інформаційних потоків.

Значний вклад в розвиток методів підвищення якості надання інфокомунікаційних послуг в безпроводових телекомунікаційних мережах внесли багато вітчизняних та закордонних вчених. Серед них Поповський В.В., Климаш М.М., Лемешко О.В., Дуравкін Є.В., Приходько С.І., Харченко В.С., Захарченко М.В., Шеннон К., Хартлі Р.Л. та ін.

Проте питанням організації якісного зв'язку в телекомунікаційних системах з радіодоступом, які працюють в умовах дії потужних електромагнітних завад, приділено недостатньо уваги. В той же час саме методи формування паралельних інформаційних потоків є ключовими при забезпеченні необхідної якості обслуговування в телекомунікаційних системах з радіодоступом. Отже, існує суперечність, яка викликана: з одного боку - зростанням вимог щодо якості надання інфокомунікаційних послуг, а з

іншого - складнощами щодо надання сервісів заданої якості з використанням безпроводових технологій в умовах дії потужних електромагнітних завад. Таким чином, розробка методів та засобів підвищення ефективності роботи телекомунікаційних систем з радіодоступом в умовах дії потужних електромагнітних завад для задоволення вимог щодо рівня якості обслуговування при наданні послуг є **актуальною науково-прикладною задачею**.

У той же час для стандартизованих технологій проведена оцінка пропускну здатності телекомунікаційних систем з радіодоступом виявила наступне. По-перше, інтенсивність потоку інформації перевищує реальну пропуску здатність безпроводових телекомунікаційних систем. По-друге, наявність потужних електромагнітних завад суттєво зменшує співвідношення сигнал/завада, що зменшує пропуску здатність системи та відповідно погіршує якість обслуговування. Тому пропонується удосконалити методи підвищення пропускну здатності телекомунікаційних систем з радіодоступом.

Отже, **тематика дисертаційних досліджень**, спрямована на підвищення пропускну здатності телекомунікаційних систем з радіодоступом шляхом розробки нових моделей і методів формування паралельних інформаційних потоків, є актуальною.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційні дослідження проводились у відповідності із наступними програмами та нормативними документами: Закон України «Про Основні засади розвитку інформаційного суспільства в Україні на 2007-2015 роки» від 09.01.2007 р., №537-V, Закон України «Про телекомунікації» від 18.11.2003 р., №1280-IV, Державна науково-технічна програма «Створення перспективних телекомунікаційних систем і технологій», планами наукової, науково-технічної діяльності Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», в рамках яких були виконані НДР «Розвиток теорії обробки інформації та ідентифікація об'єктів у єдиній інформаційній мережі

систем спостереження» (№ ДР 0110U001250, 2011 р.), «Система попередження про грозову небезпеку» (№ ДР 0115U000611, 2015 р.) та госпдоговірних роботах № 20163 від 21.12.2012 р., № 20175 від 20.03.2013 р., № 20181 від 07.05.2013 р.

Участь автора у зазначених науково-дослідних темах та проектах, в яких дисертант був безпосереднім виконавцем, полягає в розробці методів і моделей підвищенні якості обслуговування в телекомунікаційних системах.

Мета і задачі дослідження. Мета дисертаційної роботи полягає у підвищенні якості обслуговування в телекомунікаційних системах за показником пропускної здатності шляхом розробки та вдосконалення моделей і методів формування паралельних інформаційних потоків.

Для досягнення мети необхідно вирішити такі задачі:

- 1) виконати аналіз методів множинного доступу в безпроводових ТКС;
- 2) обґрунтувати напрямки підвищення пропускної здатності ТКС;
- 3) розробити комбінований метод множинного доступу в мережах радіодоступу;
- 4) розробити метод управління просторовим виділенням каналів у мережах радіодоступу;
- 5) розробити модель для оцінки поточної пропускної здатності телекомунікаційної мережі та стану її компонентів;
- 6) розробити модель управління просторовим виділенням каналів у мережах з радіодоступом;
- 7) розробити метод оптимізації довжини інформаційного пакету передачі інформації у безпроводових мережах при дії завад;
- 8) розробити програмно-апаратну модель системи управління адаптивною безпроводовою телекомунікаційною мережею;
- 9) розробити прототип модуля формування діаграми спрямованості фазованої антенної решітки для одночасного формування низки вузьконаправлених променів.

Об'єкт дослідження - процеси формування паралельних інформаційних потоків в безпроводових телекомунікаційних системах.

Предмет дослідження - моделі та методи формування паралельних інформаційних потоків для підвищення пропускної здатності телекомунікаційних систем з радіо доступом.

Методи дослідження. Обґрунтування напряму підвищення якості надання інформаційних послуг з використанням телекомунікаційних систем здійснювалося на основі системного підходу, що базується на теоретичному апараті дослідження складних систем. При вдосконаленні та розробці математичних моделей були використані методи теорії зв'язку, математичної статистики, теорії ймовірностей та оптимізації. При моделюванні трафіку з пакетною комутацією – теорія телетрафіка. В ході перевірки адекватності запропонованих моделей та оцінки ефективності розроблених методів використовувалися методи імітаційного моделювання.

Наукова новизна отриманих результатів. Головним науковим результатом дисертаційної роботи є подальший розвиток методів формування паралельних інформаційних потоків в телекомунікаційних системах на основі врахування вимог QoS і поточного стану радіосередовища. У його рамках можна виділити такі наукові результати.

Вперше розроблено:

1) комбінований метод множинного доступу в мережах радіодоступу, який дозволяє підвищити пропускну здатність телекомунікаційної мережі, особливо в умовах дії потужних завад. Сутність методу полягає у тому, що базові станції формують багатопроменеві канали зв'язку, та для кожного користувача за його запитом створюють тимчасовий канал зв'язку у відповідному вузьконаправленому промені, попередньо визначивши місце розташування користувача;

2) метод управління просторовим виділенням каналів у мережах радіодоступу, який відрізняється від існуючих тим, що за запитом користувачів цифрова антенна решітка базової станції формує кожному з них

вузьконаправлений промінь, що дозволяє зменшити кількість променів для обслуговування користувачів;

3) модель управління просторовим виділенням каналів у мережах з радіодоступом, новизна якої полягає у тому, що за запитом користувачів цифрова антенна решітка базової станції формує кожному з них вузько спрямований промінь;

4) розроблено математичну модель оцінки поточної пропускної здатності телекомунікаційної мережі та стану її компонентів на основі просторового розділення користувачів. Запропонована модель дозволяє виконати оцінку впливу завад на швидкість передачі інформації у пакетних системах передачі даних, оцінити характеристики бездротового середовища передачі даних та надати бездротовому пристрою можливість динамічно змінювати параметри MAC-рівня в залежності від зміни параметрів середовища;

5) метод оптимізації довжини інформаційного пакету передачі інформації у бездротових мережах при дії завад. Відмінність від існуючих полягає у тому, що оптимальна довжина переданого пакету формується в залежності від рівня завад і типу модуляції, що дозволяє підвищити швидкість передачі інформації, пропускну здатність мережі та якість обслуговування в цілому.

Новизна отриманих результатів підтверджується відсутністю розроблених моделей та методів в існуючих технологіях забезпечення вимог QoS в телекомунікаційних системах.

Практичне значення одержаних результатів полягає в тому, що розроблені математичні моделі і методи стали основою для розробки відповідних алгоритмів, програм та пристроїв для управління ресурсами в телекомунікаційній системі. Практичне значення результатів полягає в наступному.

1. Розроблений комбінований метод множинного доступу в мережах радіодоступу дозволяє виконувати паралельну передачу інформації з кожним

користувачем при використанні усього частотного ресурсу телекомунікаційної системи, що дозволяє на 52,7% підвищити пропускну здатність ТКС та на 51,9-64% збільшити кількість абонентів, що обслуговує одна базова станція.

2. Застосування розробленого методу управління просторовим виділенням каналів у мережах радіодоступу дозволяє за запитом кожного користувача формувати базовою станцією вузьконаправлений промінь, що зменшує кількість променів для обслуговування користувачів.

3. Запропонований метод передачі інформації у пакетних системах забезпечує оптимальну довжину інформаційного пакету, який використовується при обміні інформацією з конкретним користувачем на основі оцінки відношення сигнал/завада у каналі обміну, що на порядок підвищує швидкість передачі інформації, особливо в умовах дії завад.

4. Розроблена програмно-апаратна модель системи управління адаптивною безпроводовою телекомунікаційною мережею автоматизує процес моніторингу та інтерактивного аналізу зовнішньої електромагнітної обстановки, що дозволило підвищити точність результатів вимірів на 5-7%.

5. На основі розробленого прототипу стає можливою розробка пристрою управління багатопроменевою діаграмою спрямованості цифрової антенної решітки для одночасного формування низки вузьконаправлених променів.

Розроблені технічні рішення захищені патентами України на корисну модель № 70174 від 25.05.2012 р. «Спосіб передачі інформації», № 70955 від 25.06.2012 р. «Спосіб передачі інформації» та Свідоцтвом № 24621 від 31.05.2008 р. про реєстрацію авторського права на твір «Компьютерная программа интерактивного анализа экспериментальных данных и генерации отчетов». Практична значимість отриманих результатів дисертації підтверджується їх застосуванням при виконанні госпдоговірних робіт у науково-дослідному та проектно-конструкторському інституті «Молнія» (акт реалізації від 15.12.2015 р.) та впроваджено у навчальний процес кафедри

систем інформації Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» (акт реалізації від 23.03.2014 р.).

Особистий внесок здобувача. Усі найважливіші результати, що складають основний зміст дисертаційної роботи, отримані автором самостійно. У друкованих працях, написаних у співавторстві, здобувачеві належить:

- обґрунтування можливості виконання паралельної передачі інформації з кожному користувачеві в мережах радіодоступу у розробленому комбінованому методі множинного доступу [5, 8, 11, 14, 15, 19, 21];

- математичні розрахунки для формування базовою станцією вузьконаправленого променя за запитом кожного користувача при вдосконаленні методу управління просторовим виділенням каналів у мережах радіодоступу [4, 13, 16, 17];

- ідея оптимізації розміру фрагменту пакету передачі інформації при розробці методу підвищення швидкості передачі інформації у системах радіодоступу при дії завад [3, 10];

- математичне моделювання, розробка та реалізація програмного та апаратного забезпечення програмно-апаратної моделі системи управління адаптивною безпроводовою телекомунікаційною мережею [1, 6, 7, 9, 12, 22, 23, 24];

- математичне моделювання та апаратну реалізацію прототипу пристрою управління багатопроменевою діаграмою спрямованості цифрової антенної решітки [2, 18, 20].

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертації доповідалися та були схвалені на: III Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». МРФ – 2008. МК «Электромагнитная совместимость». – (Харьков: АНПРЭ, 2008.); XIX МНПК «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я» (1-3 червня 2011р., Харків); XX МНПК «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я» (15-17 травня 2012р.,

Харків); I МНТК «Інформаційні проблеми теорії акустичних, радіоелектронних і телекомунікаційних систем» IPST-2012, (25-29 вересня 2012р., Крим, Алушта); XXIII Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'2013. (Севастополь, 8—13 сентября 2013 г.); XIII МНТК «Проблеми інформатики та моделювання», (ПІМ-2013): (23 - 29 вересня 2013 г., г. Ялта, Крим); II МНТК «Інформаційні проблеми теорії акустичних, радіоелектронних і телекомунікаційних систем» IPST-2013, (28 вересня по 02 жовтня 2013р., Крим, Алушта); XXVI МНПК «Внедрение перспективных микропроцессорных систем железнодорожной автоматики и средств телекоммуникаций на базе цифровизации» (23 – 28 сентября 2013р., Крим, Алушта); I МНТК «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи» ЭМС-2015.(27 мая 2015г. Харьков); XV МНТК «Проблеми інформатики та моделювання», (ПІМ-2015), (14- 18 вересня 2015, м.Одеса); Second International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications. Science and Technology” (IEEE PIC S&T’ 2015, *October 13-15 2015*) Kharkiv, Ukraine.

Публікації. Основні положення і результати дисертаційної роботи опубліковано у 24 наукових працях: 2 статті у Міжнародних науково-теоретичних журналах [1, 2], 4 статті у фахових науково-технічних журналах [3, 5, 7, 8], 2 статті у науково-технічних збірках наукових праць [4, 6], 2 патенти України [10, 11], одне свідоцтво про реєстрацію авторського права на комп'ютерну програму [9].

Апробація результатів дисертації відображена у 13 тезах доповідей на міжнародних науково-технічних конференціях [12 - 24], зокрема чотири [12, 18, 22, 24] апробації на конференціях, які входять до бази міжнародної організації IEEE.

РОЗДІЛ 1

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ РОЗРОБКИ МОДЕЛЕЙ ТА МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЗВ'ЯЗКУ В БЕЗДРОТОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ

1.1 Місце та роль телекомунікаційних мереж у інформаційному забезпеченні споживачів

Сучасне суспільство все частіше називають інформаційним, адже в наш час інформація стала не менш цінним ресурсом, ніж матеріальні речі. Телекомунікаційні системи та мережі пронизують усі сфери життя сучасної людини. Стрімкий розвиток і поширення нових інформаційних і телекомунікаційних технологій набуває сьогодні характер глобальної інформаційної революції, яка чинить зростаючий вплив на політику, економіку, управління, фінанси, науку, культуру та інші сфери життєдіяльності суспільства в рамках національних кордонів і в Світі у цілому. Як підкреслюється в Окинавській Хартії глобального інформаційного суспільства, прийнятій лідерами "Вісімки" 22 липня 2000 року, "інформаційно-комунікаційні технології (ІТ) є одним з найбільш важливих факторів, впливають на формування суспільства ХХІ століття". Настає новий етап у розвитку процесів обміну інформацією. Інтенсивне впровадження та переплетення сучасних комп'ютерних, теле-і радіомовних, телефонних технологій і комунікаційних служб, швидке поширення локальних і глобальних комунікаційних мереж створює принципово нову якість транскордонного інформаційного обміну та інструментарію впливу на масову свідомість, підсилюючи значення соціально-психологічних і культурно-інформаційних аспектів глобалізації.

Забезпечення інформацією управлінських структур (держави, корпорацій, організацій) проводиться перш за все за рахунок організацій, що спеціально займаються збором даних (державні органи статистики, наукові

центри різного типу). Велику роль в інформаційному забезпеченні управлінських структур відіграють засоби масової інформації, які не тільки представляють великий масив інформації, але і формують на її основі громадську думку, що впливає на управлінські рішення.

Другим важливим напрямом інформаційного забезпечення є формування інформаційних даних для автоматичних системи управління (АСУ). Введена в систему АСУ інформація є необхідним елементом всієї системи, без якої неможливо математичне, технічне, організаційно-правове її функціонування. Інформація, що вводиться в систему, її передмашинна обробка — основа сучасних автоматизованих інформаційних систем.

Третій напрямок інформаційного забезпечення пов'язаний із задоволенням інформаційних запитів споживачів найрізноманітнішого типу: як організацій, установ, так і окремих осіб. У цьому випадку в якості інформаційного забезпечення виступають не тільки статистичні дані, дані соціологічних опитувань, дані архівів і пр. офіційних установ, а й такі типи інформації, як книжкові та журнальні публікації, наукові звіти, дисертації та ін. Найбільш поширеною формою цього типу інформаційного забезпечення є бібліотеки, а в сучасних умовах все більшого значення набувають служби і центри аналізу інформації.

Цінність інформації прямо залежить від її актуальності, тобто своєчасного та надійного доправлення до споживача. Викривлена або застаріла інформація частіше за все втрачає цінність. Тому існування інформаційного суспільства неможливе без швидких, надійних та доступних телекомунікаційних систем та мереж.

Сучасний стан телекомунікаційних мереж можна визначити терміном «рух до досконалості». Навряд чи можна передбачити, як вони будуть виглядати в майбутньому, скільки поколінь мереж і технологій належить ще пройти. Однак вже сьогодні видно перші напрацювання: потужні мережі передач і комутації пакетів, високошвидкісні лінії доступу, оптичні

телекомунікаційні технології і т. д., які і визначають наступні покоління телекомунікаційних мереж.

Досвід використання технічних засобів зв'язку, винайдених на початку ХХ столітті показав не тільки переваги систем, заснованих на випромінюванні електромагнітних хвиль, але й визначив основні напрямки їх вдосконалення. Такими напрямками з'явилися не тільки необхідність розширення діапазону хвиль, але і створення нової елементної бази. Дослідження в області розповсюдження радіохвиль призвели до появи нових способів організації не тільки зв'язку, наприклад, мобільний телефон, але й методів передачі інформації. Результатом активної роботи протягом одного століття стали нові широкосмугові дротові і бездротові системи, що забезпечують можливість передачі (прийому) великих обсягів інформації на значні відстані. З'явилися поряд з дротяними кабельними і радіозасобами нові: радіорелейні, тропосферні, супутникові та оптико-волоконні засоби зв'язку. Удосконалення обчислювальної техніки призвело не тільки до винаходу комп'ютерної техніки, але появи нового принципу організації зв'язку - Інтернет і мобільного бездротового телефонного зв'язку. Все це дозволило до кінця ХХ століття розпочати проектування широкосмугових мультисервісних мереж, головним завданням яких є вже не передача (прийом) інформації, а забезпечення загальної доступності населення до світових інформаційних ресурсів.

У світі обсяг інформації, що передається крізь інформаційно-телекомунікаційну інфраструктуру, подвоюється кожні 2-3 роки. З'являються і успішно розвиваються нові галузі інформаційної індустрії, істотно зростає інформаційна складова економічної активності суб'єктів ринку і вплив інформаційних технологій на науково-технічний, інтелектуальний потенціал і здоров'я націй. Початок ХХІ століття розглядається як ера інформаційного суспільства, що вимагає для свого ефективного розвитку створення глобальної інформаційно-телекомунікаційної інфраструктури, темпи

розвитку якої мають бути випереджаючими відносно до темпів розвитку економіки в цілому.

1.2 Складові продуктивності телекомунікаційної мережі

Продуктивність сучасної телекомунікаційної мережі залежить від багатьох факторів. Усю множину найбільш широко використовуваних критеріїв оцінки продуктивності можна поділити на дві великі групи. Одна група оцінює продуктивність мережі, друга — надійність.

Продуктивність мережі вимірюється за допомогою показників двох типів — часових, які оцінюють затримку, внесену мережею при виконанні обміну даними, і показників пропускної здатності, що відображають кількість інформації, переданої мережею в одиницю часу [25]. Ці показники є взаємно зворотними, і, знаючи один з них, можна обчислити інший.

1.2.1 Час реакції

Зазвичай в якості часової характеристики продуктивності мережі використовується такий показник як час реакції. Термін "час реакції" може використовуватися в дуже широкому сенсі, тому в кожному конкретному випадку необхідно уточнити, що розуміється під цим терміном.

У загальному випадку, час реакції визначається як інтервал часу між виникненням запиту користувача до певного мережного сервісу і отриманням відповіді на цей запит (рис. 1.1).

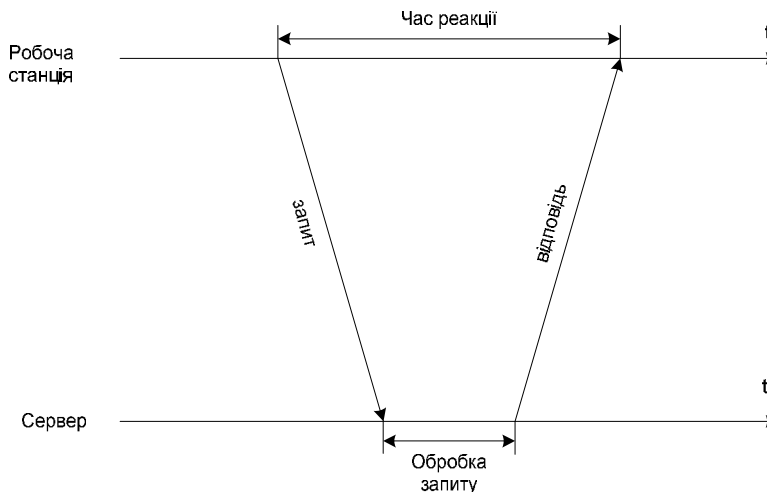


Рисунок 1.1 – Час реакції – інтервал між запитом та відповіддю

Сенс і значення цього показника залежать від типу сервісу, до якого звертається користувач, від того, який користувач і до якого сервера звертається, а також від поточного стану інших елементів мережі — завантаженості сегментів, через які проходить запит, завантаженості сервера і т.п.

При оцінці продуктивності мережі не по відношенню до окремих пар вузлів, а до всіх вузлів в цілому використовуються критерії двох типів: середньо-зважені і граничні [26].

Середньо-зважений критерій являє собою суму часів реакції всіх або деяких вузлів при взаємодії з усіма або деякими серверами мережі за певним сервісу, тобто суму вигляду

$$\frac{\sum_i \sum_j T_{ij}}{n \times m} \quad (1.1)$$

де T_{ij} - час реакції i -го клієнта при зверненні до j -го сервера, n – кількість клієнтів, m – кількість серверів. Якщо усереднення проводиться і по сервісах, то в наведеному виразі додається ще одне підсумовування – за кількістю врахованих сервісів. Оптимізація мережі за даним критерієм полягає в знаходженні значень параметрів, при яких критерій має мінімальне значення або принаймні не перевищує деяке задане число.

Граничний критерій відображає найгірший час реакції за всіма можливими поєднаннями клієнтів, серверів і сервісів:

$$\max_{ijk} T_{ijk} \quad (1.2)$$

де i та j мають той же сенс, що і в попередньому випадку, а k позначає тип сервісу. Оптимізація також може виконуватися з метою мінімізації критерію, або ж з метою досягнення їм деякої заданої величини, визнаної розумною з практичної точки зору.

Найчастіше застосовуються граничні критерії оптимізації, оскільки вони гарантують всім користувачам деякий задовільний рівень реакції мережі на їх запити. Середньо-зважені критерії можуть дискримінувати деяких користувачів, для яких час реакції дуже великий притому, що при усередненні отриманий цілком прийнятний результат.

Можна застосовувати і більш диференційовані за категоріями користувачів і ситуацій критерії. Наприклад, можна поставити перед собою мету гарантувати будь-якому користувачеві доступ до сервера, що знаходиться в його сегменті, за час, що не перевищує 5 секунд, до серверів, що знаходяться в його мережі, але в сегментах, відокремлених від його сегменту комутаторами, за час, що не перевищує 10 секунд, а до серверів інших мереж - за час до 1 хвилини.

1.2.2 Пропускна здатність

Основне завдання, для вирішення якого будується будь-яка мережа – швидка передача інформації між комп'ютерами. Тому критерії, пов'язані з пропускнуою здатністю мережі або частини мережі, добре відображають якість виконання мережею її основної функції.

Існує велика кількість варіантів визначення критеріїв цього виду, як і у випадку критеріїв класу "час реакції". Ці варіанти можуть відрізнятися один від одного: вибраною одиницею вимірювання кількості переданої інформації, характером враховуваних даних – тільки користувальницькі або ж користувальницькі разом із службовими, кількістю точок вимірювання передаваного трафіку, способом усереднення результатів на мережу в цілому. Розглянемо різні способи побудови критерію пропускнуої здатності більш докладно.

1.2.2.1 Критерії, що відрізняються одиницею виміру переданої інформації

В якості одиниці вимірювання переданої інформації зазвичай використовуються пакети (або кадри, далі ці терміни використовуватимуться

як синоніми) або біти. Відповідно, пропускна здатність вимірюється в пакетах за секунду або в бітах за секунду.

Оскільки обчислювальні мережі працюють за принципом комутації пакетів, то вимірювання кількості переданої інформації в пакетах має сенс, тим більше що пропускна здатність комунікаційного обладнання, що працює на каналному рівні і вище, також найчастіше вимірюється в пакетах в секунду. Однак, через змінний розмір пакету (це характерно для всіх протоколів за винятком АТМ, що має фіксований розмір пакету в 53 байти), вимірювання пропускної здатності в пакетах в секунду пов'язане з деякою невизначеністю – пакети якого протоколу і якого розміру мають на увазі? Найчастіше мають на увазі пакети протоколу Ethernet, як найпоширенішого, що мають мінімальний для протоколу розмір в 64 байти (без преамбули). Пакети мінімальної довжини вибрані як еталонні через те, що вони створюють для комунікаційного устаткування найбільш важкий режим роботи – обчислювальні операції, вироблені з кожним пакетом, що надійшов, дуже слабко залежать від його розміру, тому на одиницю переданої інформації обробка пакету мінімальної довжини вимагає виконання набагато більше операцій, ніж для пакета максимальної довжини.

Вимірювання пропускної здатності в бітах за секунду (для локальних мереж більш характерні швидкості, вимірювані в мільйонах біт за секунду - Мб/с) дає більш точну оцінку швидкості передаваної інформації, ніж при використанні пакетів.

1.2.2.2 Критерії, що відрізняються врахуванням службової інформації

У будь-якому протоколі є заголовок, що переносить службову інформацію, і поле даних, в якому переноситься інформація, що вважається для даного протоколу користувацькою. Наприклад, в кадрі протоколу Ethernet мінімального розміру 46 байт (з 64) являють собою поле даних, а 18 що залишилися є службовою інформацією. При вимірюванні пропускної спроможності в пакетах в секунду відокремити призначену для користувача інформацію від службової неможливо, а при побітовому вимірі – можна.

Якщо пропускна здатність вимірюється без ділення інформації на користувацьку і службову, то в цьому випадку не можна ставити завдання вибору протоколу або стека протоколів для даної мережі. Це пояснюється тим, що навіть якщо при заміні одного протоколу на інший ми отримаємо вищу пропускну здатність мережі, то це не означає, що для кінцевих користувачів мережа працюватиме швидше – якщо частка службової інформації, яка припадає на одиницю користувацьких даних, у цих протоколів різна (а в загальному випадку це так), то можна в якості оптимального вибрати повільніший варіант мережі. Якщо ж тип протоколу не змінюється при налаштуванні мережі, то можна використовувати і критерії, що не виділяють користувацькі дані із загального потоку.

При тестуванні пропускної здатності мережі на прикладному рівні найлегше вимірювати якраз пропускну здатність за користувацькими даними. Для цього достатньо виміряти час передачі файлу певного розміру між сервером і клієнтом і розділити розмір файлу на отриманий час. Для вимірювання загальної пропускної спроможності необхідні спеціальні інструменти вимірювання – аналізатори протоколів, SNMP або RMON агенти, вбудовані в операційні системи, мережеві адаптери або комунікаційне обладнання.

1.2.2.3 Критерії, що відрізняються кількістю та розташуванням точок вимірювань

Пропускну здатність можна вимірювати між будь-якими двома вузлами або точками мережі. При цьому отримані значення пропускної здатності будуть змінюватися при одних і тих же умовах роботи мережі в залежності від того, між якими двома точками проводяться вимірювання. Оскільки в мережі одночасно працює велика кількість користувацьких комп'ютерів і серверів, то повну характеристику пропускної здатності мережі дає набір пропускних спроможностей, виміряних для різних сполучень взаємодіючих комп'ютерів – так звана матриця трафіку вузлів мережі. Існують спеціальні

засоби вимірювання, які фіксують матрицю трафіку для кожного вузла мережі.

Так як в мережах дані на шляху до вузла призначення зазвичай проходять через кілька транзитних проміжних етапів обробки, то в якості критерію ефективності може розглядатися пропускна здатність окремого проміжного елемента мережі – окремого каналу, сегменту або комунікаційного пристрою.

Знання загальної пропускної здатності між двома вузлами не може дати повної інформації про можливі шляхи її підвищення, бо із загальної цифри не можна зрозуміти, який з проміжних етапів обробки пакетів найбільшою мірою гальмує роботу мережі. Тому дані про пропускну здатність окремих елементів мережі можуть бути корисні для прийняття рішення про способи її оптимізації.

Має сенс визначити загальну пропускну здатність мережі як середню кількість інформації, переданої між всіма вузлами мережі в одиницю часу. Загальна пропускна здатність мережі може вимірюватися як в пакетах за секунду, так і в бітах за секунду. При розподілі мережі на сегменти або підмережі загальна пропускна здатність мережі дорівнює сумі пропускних здатностей підмереж плюс пропускна здатність міжсегментних або міжмережєвих зв'язків.

1.2.3 Показники надійності та відмовостійкості

Вельми важливою характеристикою обчислювальної мережі є надійність – здатність правильно функціонувати протягом тривалого періоду часу. Ця властивість має три складових: власне надійність, готовність і зручність обслуговування.

Підвищення надійності полягає в запобіганні несправностей, відмов і збоїв за рахунок застосування електронних схем і компонентів із високим ступенем інтеграції, зниження рівня завад, полегшених режимів роботи схем, забезпечення теплових режимів їх роботи, а також за рахунок удосконалення

методів складання апаратури. Надійність вимірюється інтенсивністю відмов і середнім часом напрацювання на відмову. Надійність мереж як розподілених систем багато в чому визначається надійністю кабельних систем і комутаційної апаратури – роз'ємів, кросових панелей, комутаційних шаф і т.п., що забезпечують власне електричну або оптичну зв'язність окремих вузлів між собою.

Підвищення готовності припускає пригнічення в певних межах впливу відмов і збоїв на роботу системи за допомогою засобів контролю та корекції помилок, а також засобів автоматичного відновлення циркуляції інформації в мережі після виявлення несправності. Підвищення готовності являє собою боротьбу за зниження часу простою системи.

Критерієм оцінки готовності є коефіцієнт готовності, який дорівнює частці часу перебування системи в працездатному стані і може інтерпретуватися як вірогідність знаходження системи в працездатному стані. Коефіцієнт готовності обчислюється як відношення середнього часу напрацювання на відмову до суми цієї ж величини і середнього часу відновлення. Системи з високою готовністю називають також відмовостійкою.

Основним способом підвищення готовності є надмірність, на основі якої реалізуються різні варіанти відмовостійких архітектур. Обчислювальні мережі включають велику кількість елементів різних типів, і для забезпечення відмовостійкості необхідна надмірність по кожному з ключових елементів мережі. Якщо розглядати мережу тільки як транспортну систему, то надмірність повинна існувати для всіх магістральних маршрутів мережі, тобто маршрутів, які є загальними для великої кількості клієнтів мережі. Такими маршрутами зазвичай є маршрути до корпоративних серверів – серверів баз даних, Web-серверів, поштових серверів і т.п. Тому для організації відмовостійкої роботи всі елементи мережі, через які проходять такі маршрути, повинні бути зарезервовані: повинні матися резервні кабельні зв'язки, якими можна скористатися при відмові одного з основних кабелів,

всі комунікаційні пристрої на магістральних шляхах повинні або самі бути реалізовані за відмовостійкою схемою з резервуванням всіх основних своїх компонентів, або для кожного комунікаційного пристрою необхідно мати резервний аналогічний пристрій.

Перехід з основного зв'язку на резервний або з основного пристрою на резервний може відбуватися як в автоматичному режимі, так і вручну, за участю адміністратора. Очевидно, що автоматичний перехід підвищує коефіцієнт готовності системи, оскільки час простою мережі в цьому випадку буде істотно менше, ніж при втручанні людини. Для виконання автоматичних процедур реконфігурації необхідно мати в мережі інтелектуальні комунікаційні пристрої, а також централізовану систему управління, що допомагає пристроям розпізнавати відмови в мережі і адекватно на них реагувати.

Високий ступінь готовності мережі можна забезпечити у тому випадку, коли процедури тестування працездатності елементів мережі і переходу на резервні елементи вбудовані в комунікаційні протоколи. Прикладом такого типу протоколів може служити протокол FDDI, в якому постійно тестуються фізичні зв'язки між вузлами і концентраторами мережі, а в разі їх відмови виконується автоматична реконфігурація зв'язків за рахунок вторинного резервного кільця. Існують і спеціальні протоколи, що підтримують відмовостійкість мережі, наприклад, протокол SpanningTree, що виконує автоматичний перехід на резервні зв'язки в мережі, побудованої на основі мостів і комутаторів.

Існують різні градації відмовостійких комп'ютерних систем, до яких відносяться і обчислювальні мережі. Наведемо кілька загальноприйнятих визначень:

- висока готовність (highavailability) - характеризує системи, виконані по звичайній комп'ютерній технології, що використовують надлишкові апаратні і програмні засоби і допускають час відновлення в інтервалі від 2 до 20 хвилин;

– стійкість до відмов (faulttolerance) - характеристика таких систем, які мають в гарячому резерві надмірну апаратуру для всіх функціональних блоків, включаючи процесори, джерела живлення, підсистеми вводу / виводу, підсистеми дискової пам'яті, причому час відновлення при відмові не перевищує однієї секунди;

– безперервна готовність (continuousavailability) - це властивість систем, які також забезпечують час відновлення в межах однієї секунди, але на відміну від систем стійких до відмов, системи безперервної готовності усувають не тільки простой, що виникли в результаті відмов, але і планові простой, пов'язані з модернізацією або обслуговуванням системи. Всі ці роботи проводяться в режимі online. Додатковою вимогою до систем безперервної готовності є відсутність деградації, тобто система повинна підтримувати постійний рівень функціональних можливостей і продуктивності незалежно від виникнення відмов.

Оскільки мережі обслуговують одночасно велику кількість користувачів, то при розрахунку коефіцієнта готовності необхідно враховувати цю обставину. Коефіцієнт готовності мережі повинен відповідати частці часу, протягом якого мережа виконувала з належною якістю свої функції для всіх користувачів. Очевидно, що у великих мережах дуже важко забезпечити значення коефіцієнта готовності, близькі до одиниці.

Між показниками продуктивності і надійності мережі існує тісний зв'язок. Ненадійна робота мережі дуже часто призводить до істотного зниження її продуктивності. Це пояснюється тим, що збої і відмови каналів зв'язку і комунікаційного устаткування приводять до втрати чи руйнуванню деякої частини пакетів, в результаті чого комунікаційні протоколи вимушені організувати повторну передачу загублених даних. Так як в локальних мережах відновленням загублених даних займаються як правило протоколи транспортного або прикладного рівня, які працюють з тайм-аутами в кілька десятків секунд, то втрати продуктивності за низької надійності мережі можуть складати сотні відсотків.

1.3 Критерій оцінки сумарної пропускної здатності мережі радіодоступу

Сумарна пропускна здатність мережі радіодоступу залежить від кількості частотних присвоєнь, способу розподілу частотно-територіального ресурсу, можливостей повторного використання частотних каналів, умов поширення радіохвиль, заводової ситуації та ін.:

$$C_{\hat{a}} = \mathop{\mathring{a}}_{i=1}^{Nb} \mathop{\mathring{a}}_{j=1}^{Nc} C_{ij} (N_k, \vec{P}_{dost}, \vec{P}_{dupl}, K_{povt}) \quad (1.3)$$

де Nb – кількість базових станцій, Nc – кількість секторів на одну базову станцію, C_{ij} – пропускна здатність на один сектор, N_k – кількість каналів на одну базову станцію (сектор), \vec{P}_{dost} – вектор параметрів протоколу доступу до каналів, \vec{P}_{dupl} – вектор параметрів дуплексного розділення каналів, K_{povt} – коефіцієнт повторного використання частот [27].

Крім цього, на пропускну здатність кожної конкретної мережі радіодоступу впливають топологія мережі, особливості рельєфу місцевості, типу забудови, особливості поширення радіохвиль, енергетичних співвідношень корисного сигналу та шуму, розташування абонентів тощо.

Пропускна здатність мережі можна суттєво підвищити при оптимізації параметрів:

- модуляції;
- кодування;
- потужності випромінювання передавача;
- характеристик спрямованості антен;
- способів обробки сигналів;
- синхронізації;
- протоколів доступу до каналів;
- розділення дуплексу.

При побудові критерію оцінки пропускної здатності мережі необхідно врахувати:

- одиницю виміру передаваної інформації;
- урахування службової інформації протоколів передавання;
- кількість та розташування точок виміру.

1.4 Постановка задачі досліджень

Мета дисертаційної роботи полягає у підвищенні якості обслуговування в телекомунікаційних системах за показником пропускної здатності шляхом вдосконалення моделей і методів формування паралельних інформаційних потоків.

Для досягнення мети необхідно вирішити такі задачі:

- 1) обґрунтувати напрямки вдосконалення методів підвищенні якості обслуговування в телекомунікаційних системах;
- 2) розробити методи формування паралельних інформаційних потоків;
- 3) розробити модель для оцінки стану компонентів та поточної пропускної здатності телекомунікаційної мережі;
- 4) розробити модель управління просторовим виділенням каналів у мережах з радіодоступом;
- 5) розробити метод оптимізації розміру фрагмента передачі інформації у безпроводових мережах при дії завад;
- 6) розробити програмно-апаратну модель системи управління багатопроменевою діаграмою спрямованості цифрової антенної решітки.

Висновки до розділу

1. Були розглянуті складові продуктивності телекомунікаційної мережі.
2. Було запропоновано можливі напрями підвищення пропускної здатності мереж радіодоступу. У даній роботі для оптимізації було вибрано

напрями оптимізації пропускної здатності каналів радіодоступу та оптимізації вектору параметрів протоколу доступу до каналів.

3. Було вирішено, що у вибраних напрямках доцільно виконати розробку методів формування паралельних інформаційних потоків та оптимізації розміру фрагмента передачі інформації у безпроводових мережах при дії завад.

4. На основі виконаного аналізу була сформульована мета дослідження та поставлені задачі, які необхідно вирішити для досягнення мети.

РОЗДІЛ 2

МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ ПАРАЛЕЛЬНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПОТОКІВ

2.1 Методи множинного доступу

На даний час вивчено і запропоновано велику кількість різноманітних методів множинного доступу (МД), класифікація котрих наведена на рис. 2.1 [27-30]. Вони розрізняються способом розподілу спільного ресурсу каналу (фіксований або динамічний), природою процесів прийняття рішення (централізовані або розподілені), а також ступенем адаптації режиму доступу до мінливих умов.

Множинний доступ характерний для супутникових каналів (у цьому випадку застосовують термін «Багатостанційний доступ»), радіоканалів (пакетний радіозв'язок), каналів мобільного зв'язку, а також для багатоточкових телефонних ліній та локальних мереж.

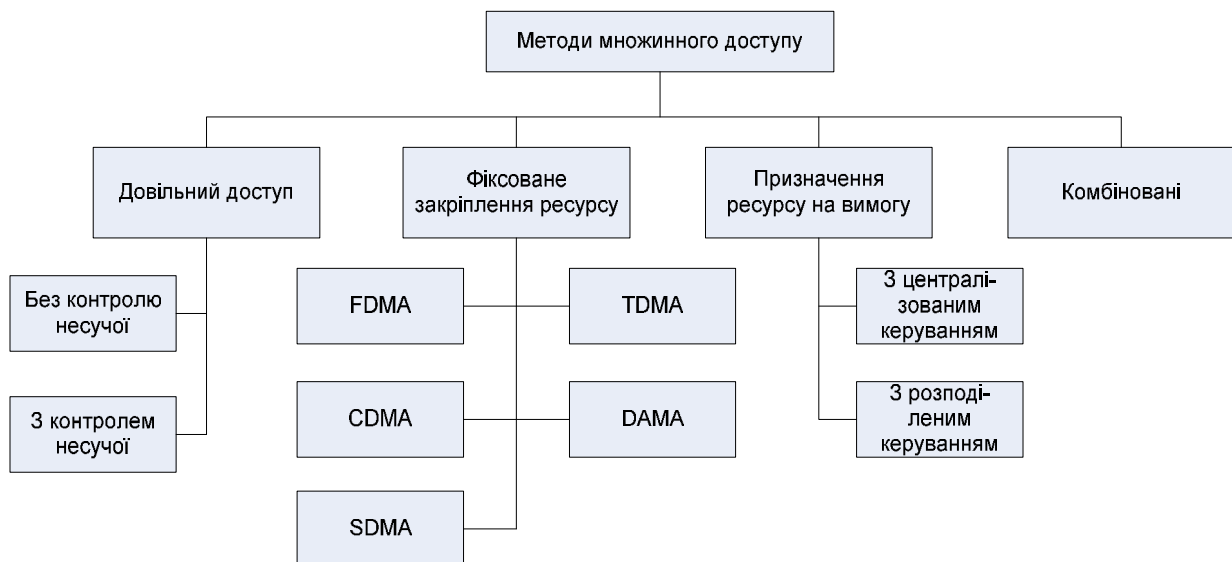


Рисунок 2.1 Класифікація методів множинного доступу

Всі існуючі методи множинного доступу можна згрупувати і обрати в якості критерію класифікації спосіб управління розподілом ресурсу загального каналу.

2.1.1 Протоколи довільного доступу

При довільному МД весь ресурс каналу зв'язку уявляється як один канал, доступ в який відбувається довільно, в результаті чого можливе зіткнення пакетів переданої інформації. Кореспондентам пропонується здійснити певну послідовність дій з метою вирішення конфлікту. Кожен користувач при необхідності може передавати дані в канал, не виконуючи явного узгодження з іншими користувачами. Наявність зворотного зв'язку дозволяє взаємодіючим кореспондентам контролювати проходження переданої інформації.

Можливі два варіанти реалізації стратегії довільного доступу: без контролю несної і з контролем несної [28].

Довільний доступ без контролю несної полягає в тому, що при необхідності передати дані, термінал користувача одразу починає передачу пакетів. Оскільки пакети передаються без синхронізації між собою, можливе їх накладення, що викликає взаємні перешкоди. При виникненні такого конфлікту, підтвердженого сигналом зворотного зв'язку, термінали повторюють передачу спотворених пакетів. Для запобігання повторення конфліктів проміжки часу до початку повторної передачі на кожному терміналі вибираються випадково.

Множинний доступ з контролем несної (CSMA/CA - Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance), як правило, використовується в бездротових локальних мережах передачі даних. Алгоритм роботи цього методу наступний: абонентський пристрій очікує звільнення каналу і після закінчення додаткового (визначеного за випадковим законом) інтервалу часу, в разі все ще не зайнятого каналу, передає пакет. Приймавши пакет, БС посилає абонентському пристроєві короткий підтвердження отримання. Якщо підтвердження прийому пакета відсутнє, він вважається загубленим і процедура передачі повторюється знову. Спадний (від БС до АС) і висхідний (від АС до БС) потоки інформації розділяються між собою за допомогою

частотного (FDD – Frequency Division Duplex) або часового (TDD – Time Division Duplex) дуплексу.

Розглянемо кілька видів протоколів сімейства CSMA [29-33].

1-стійкий (1-persistent) CSMA. Коли станція готова до передачі даних, вона прослуховує канал, щоб визначити, чи не передає дані будь-хто інший. Якщо канал зайнятий, станція чекає, коли він звільниться. Якщо ж канал вільний, станція передає інформацію. При виникненні колізії станція чекає випадковий проміжок часу, а потім продовжує діяти по вищеописаного алгоритму. Протокол називається 1-стійкий, тому що у випадку вільного каналу станція здійснює передачу з імовірністю 1.

Нестійкий (nonpersistent) CSMA. Цей випадок трохи відрізняється від попереднього. Тут знову перед передачею даних станція прослуховує канал. Але у випадку, якщо канал вже використовується, то станція очікує випадковий період часу і повторює алгоритм.

p-стійкий (p-persistent) CSMA. Даний вид застосовується до тактованого каналу. Якщо канал вільний, то передача здійснюється з імовірністю p . Відповідно з імовірністю $q=1-p$ станція буде чекати наступного такту. Якщо і тоді канал вільний, то передача даних або очікування наступного такту відбуваються з імовірністю p і q відповідно. Цей процес продовжується до тих пір, поки кадр не буде переданий, або поки інша станція не почне передачу. В останньому випадку виникає колізія; станція очікує випадковий період часу і намагається знову здійснити передачу даних. Якщо ж при початку прослуховування каналу він виявляється зайнятим, то станція чекає до початку наступного такту і повторює алгоритм.

Стійкий та нестійкий CSMA є безпосереднім поліпшенням протоколів сімейства ALOHA, оскільки в них для визначення стану каналу здійснюється його прослуховування.

Метод множинного доступу із прослуховуванням несної і виявленням колізій (CSMA/CD) встановлює наступний порядок: якщо робоча станція

хоче скористатися мережею для передачі даних, вона спочатку повинна перевірити стан каналу: починати передачу станція може, якщо канал вільний. В процесі передачі станція продовжує прослуховування мережі для виявлення можливих конфліктів. Якщо виникає конфлікт через те, що два вузла спробують зайняти канал, то інтерфейсна плата, що визначила конфлікт, видає в мережу спеціальний сигнал, обидві станції одночасно припиняють передачу. Приймаюча станція відкидає частково прийняте повідомлення, а всі робочі станції, що бажають передати повідомлення, протягом деякого, випадково обраного проміжку часу очікують, перш ніж почати повідомлення.

2.1.2 Протоколи з фіксованим закріпленням ресурсу каналу

Протоколи фіксованого закріплення ресурсу каналу забезпечують статичний розподіл ресурсу каналу між користувачами. Найбільш типовими представниками протоколів даного типу є Багатостанційний доступ з частотним розділенням (FDMA), Багатостанційний доступ з часовим поділом (TDMA), Багатостанційний доступ з кодовим поділом (CDMA), Багатостанційний доступ з розподілом на вимогу (DAMA) та Багатостанційний доступ з просторовим розподілом каналів (SDMA) [35].

Множинний доступ з частотним поділом каналів (FDMA - Frequency Division Multiple Access). Смуга частот, виділена під радіоканал, ділиться на більш вузькі смуги (субканалів), між якими встановлюються захисні смуги. При такій організації радіоканалу кожному абоненту виділяється свій (окремий) частотний субканал. Кожному користувачеві при частотному поділі каналів на час сеансу зв'язку виділяється своя ділянка спектра. На практиці завжди присутні міжканальні завади, які впливають на ефективність використання спектра. Для зменшення міжканальних завад використовуються більш ефективні методи модуляції, поліпшуються характеристики фільтрів, вводяться захисні інтервали.

Подальшим розвитком цього методу є використання режиму OFDMA – багатостанційного доступу з ортогональним частотним поділом каналів. У цьому методі доступу ортогональні частотні субканали можуть частково перекриватися, що дозволяє більш ефективно використовувати виділений частотний ресурс. У сучасних системах бездротового доступу, що використовують режим OFDMA, на одного абонента може виділятися кілька субканалів, як правило, розподілених (тобто необов'язково сусідніх) всередині загального радіоканалу.

Множинний доступ з часовим поділом каналів (TDMA - Time Division Multiple Access). Всі абоненти працюють в загальній радіоканалі, але в різні (свої) часові інтервали, які виділяються для кожної працюючої абонентської станції. Також широко застосовуються комплексні методи множинного доступу, наприклад OFDMA / TDMA. У цьому випадку формується частотно-часова матриця, в якій кожному абоненту виділяються свої частотно-часові слоти. Доступ TDMA базується на використанні спеціального пристрою, званого тактовим генератором. Цей генератор ділить час каналу на повторювані цикли. Кожен із циклів починається сигналом розмежування. Цикл включає n понумерованих часових інтервалів, званих слотами. Слоти надаються для завантаження в них блоків даних.

Даний спосіб дозволяє організувати передачу даних з комутацією пакетів і з комутацією каналів.

Перший (найпростіший) варіант використання інтервалів полягає в тому, що їх число (n) робиться рівним кількості абонентських систем, підключених до розглянутого каналу. Тоді під час циклу кожній системі надається один інтервал, протягом якого вона може передавати дані. При використанні розглянутого методу доступу часто виявляється, що в одному і тому ж циклі одним системам нічого передавати, а іншим не вистачає виділеного часу. В результаті – неефективне використання пропускну здатності каналу.

Другий, більш складний, але високоекономічний варіант полягає в тому, що система отримує інтервал тільки тоді, коли у неї виникає необхідність передачі даних, наприклад при асинхронному способі передачі. Для передачі даних система може в кожному циклі отримувати інтервал з одним і тим же номером. У цьому випадку передані системою блоки даних з'являються через однакові проміжки часу і приходять з одним і тим же часом запізнення. Це режим передачі даних з імітацією комутації каналів. Спосіб особливо зручний при передачі мови.

Множинний доступ з кодовим поділом каналів (CDMA - Code Division Multiple Access). Технологія кодового доступу заснована на застосуванні широкосмугових сигналів, сформованих з використанням псевдовипадкових послідовностей. При цьому методі для кожного абонента в загальній смузі частот формується окремий кодований канал.

Множинний доступ з розподілом за запитом (DAMA – Demand Assignet Multiple Access). Базова станція відповідно до прийнятих від абонентських станцій запитів надає їм право доступу в певні інтервали часу.

Множинний доступ з просторовим розділенням каналів (SDMA - Space Division Multiple Access). Технологія кодового доступу заснована на застосуванні широкосмугових сигналів, сформованих з використанням псевдовипадкових послідовностей. При цьому методі для кожного абонента в загальній смузі частот формується окремий кодований канал.

В даний час значна увага приділяється методам SDMA. Просторовий розподіл дозволяє збільшити кількість корисних сигналів, (кількість активних абонентів), та пропускну здатність з'єднання між абонентською станцією та базовою станцією.

Множинний доступ з просторовим розподілом каналів (SDMA) полягає в розділенні каналу зв'язку на паралельні просторові канали з меншою ємністю на базі просторового мультиплексування та/або інших підходів. За рахунок такого розподілу телекомунікаційні системи з множинним доступом мають високу продуктивність. У традиційних ТКС з мобільним стільниковим

зв'язком базова станція не має інформації про становище рухливих одиниць в межах стільника і випромінює сигнал у всіх напрямках стільника для забезпечення зони покриття. Це призводить до того втрат потужності на передачах, коли в зоні покриття відсутні мобільні одиниці. Крім того, при передачі сигналу виникають завади від сусідніх стільників, що використовують ту ж саму частоту при суміщеному каналу зв'язку. Аналогічно при прийомі антена приймає сигнали, що надходять з усіх боків, включаючи шум та інтерференцію сигналів.

Сучасні технології багатопроменевих антен виконують формування діаграм спрямованості з урахування надходження сигналу з обслуговуваної абонентської станції та діаграми спрямованості з «нулями», орієнтованими у напрямі приходу внутрішньосистемних завад. Адаптивні антени, здатні адаптувати ДС у відповідності до завадової обстановки в оточенні БС, називаються адаптивними антенами з формуванням діаграми спрямованості. Багатопроменеві антени з перемиканням пелюсток можуть реалізовувати такий вельми ефективний алгоритм: формування широкої перлюстки ДС при передачі сигналів виклику та управління і визначення напрямку на АС, а потім формування вузьких пелюсток ДС на передачу та прийом при зв'язку з АС. В результаті за рахунок більш високого коефіцієнта підсилення у режимі формування вузької пелюстки ДС стійкий зв'язок буде здійснюватися навіть малопотужними АС.

Просторове рознесення антен широко відоме та є ефективним при боротьбі з замираннями сигналів АС. Відокремлений прийом сигналу двома різними променями ДС дає можливість реалізувати переваги цієї технології. Багатопроменеві антени дозволяють використовувати технологію просторового розділення та множинного доступу (SDMA), у якій адаптивна антена використовується для просторового мультиплексування кількох каналів одночасно.

У повній мірі переваги адаптивних антен використовуються у цифрових адаптивних антенних системах, які здатні формувати ДС, адаптовану до

завадової обстановки. Такі антени будують на основі АР з цифровою обробкою та формуванням сигналу.

При використанні технології смарт-антен і диференціювання просторового розташування мобільних пристроїв в межах стільника застосування методів SDMA може дати значне підвищення продуктивності передачі та функціонування ТКС в цілому. Діаграма спрямованості випромінювання базової станції як при передачі, так при прийомі, має бути адаптована для кожного користувача для отримання променя, найбільш спрямованого в напрямку цього користувача. Це досягається за допомогою використання технології формування діаграм спрямованості антенних решіток.

SDMA поділяється на методи, що базуються на утворенні та без утворення діаграм спрямованості (ДС) антен (рис. 2.2).

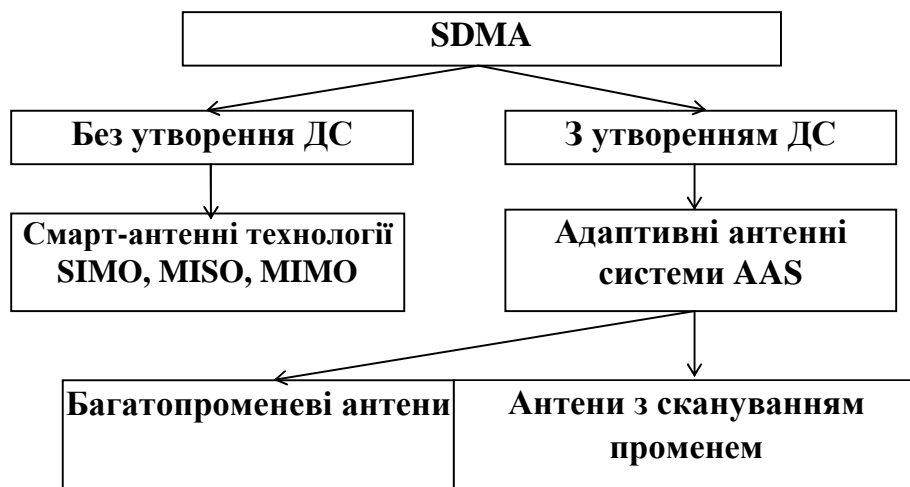


Рисунок 2.2 - Класифікація просторових методів доступу

Технологія MISO (multiple input, single output) – це антенна технологія для безпроводних комунікацій, в якій багатоелементні антенні системи використовуються на передавачеві (трансмітері), одноелементні – на приймачеві(ресивері) [35]. Технологія SIMO (single input, multiple output) є антенною технологією для безпроводних комунікацій, в якій багатоелементні антенні системи використовуються на приймачеві, одноелементні – на передавачеві [35].

Технологія MIMO (Multiple Input Multiple Output) являє собою метод просторового кодування сигналу, в якому застосовуються багатоелементні антенні системи на прийом/передачу. Передавальні та приймальні антени рознесені так, щоб кореляція між ними була слабкою.

Технології MIMO, MISO, SIMO базуються на незалежній обробці множини перевідбиттів сигналів в умовах щільної забудови. У цих технологіях застосовується комбінація антен, що оптимізує швидкість передачі та мінімізує помилки. MISO та SIMO є формами смарт-антенної технології.

Технологія з утворенням ДС антени базується на використанні таких алгоритмів і пристроїв, як адаптивні антенні системи (beamforming).

Адаптивне формування ДС забезпечує збільшення дальності дії, зниження рівня інтерференції та збільшення пропускної здатності системи. Це призводить до значного розширення зони обслуговування в умовах побудови мережі за принципом макростільників. З іншого боку, технології MIMO, MISO, SIMO забезпечують збільшення пропускної здатності в мікро - піко - і навіть наноструктурах, хорошим прикладом яких є внутрішньоофісна система. Використання технологій MIMO та AAS, що доповнюють одна одну, дозволить отримати переваги, що даються обома технологіями.

За технологіями MIMO, SIMO та MISO для кожного абонента в загальній смузі частот формуються окремі кодовані канали, що дозволяє ефективно використовувати частотний ресурс.

Застосування адаптивних цифрових антенних решіток (технологія AAS) дозволяє відповідно до закладеного алгоритму формувати необхідні діаграми спрямованості, як на прийом, так і на передачу (наприклад, формувати максимум ДСА в напрямку на джерело передачі інформації і мінімум на джерело завад), що істотно розширює можливості методу МД. Дійсно, в цьому випадку забезпечується просторовий метод розділення абонентів (просторовий МД). Однак це вимагає організації значного числа

просторових каналів і, як наслідок, значних геометричних розмірів антеною решітки.

Загальну кількість просторових каналів можливо оцінити за наступним виразом:

$$N = \frac{b_{obz}}{Db} \frac{e_{obz}}{De} ,$$

де b_{obz} , e_{obz} – зона огляду за азимутом та кутом місця відповідно, Db (De) – ширина ДС антени за азимутом та кутом місця відповідно.

Слід зауважити, що паралельна організація просторових каналів не завжди виправдовує себе. Дійсно, крім складності у організації цієї процедури, при прийнятих розмірах антенної решітки не вдається здійснити просторовий розділ усіх абонентів, особливо за кутом місця. Перехід до дискримінаційних методів дозволить значно поліпшити просторовий розділ абонентів, але ускладнить обробку інформації. При паралельній організації просторових каналів деякі канали будуть не задіяними, що знижує ефективність такого способу МД.

Можливим варіантом підвищення ефективності просторових методів МД є перехід до комбінованих методів МД, основою яких є просторовий. Комбіновані методи являють собою комбінації вище розглянутих методів розподілу ресурсу, і реалізують стратегії, в яких вибір методу є адаптивним для різних користувачів з метою отримання характеристик використовуваного ресурсу каналу, близьких до оптимальних. В якості критерію оптимальності, як правило, приймають коефіцієнт використання пропускної здатності каналу. На основі протоколу виділення ресурсу за вимогою виконується налаштування параметрів каналу передачі під конкретну ситуацію.

2.1.3 Протоколи з призначенням ресурсу на вимогу

Методи призначення ресурсу на вимогу дозволяють позбутися від недоліків, властивих переліченим методам, але передбачають детальну і чітку інформацію про вимоги користувачів мережі.

За природою процесів прийняття рішення методи призначення ресурсу на вимогу поділяють на централізовані та розподілені.

Для централізованих методів призначення ресурсу на вимогу характерна наявність запитів на передачу з боку терміналів-джерел повідомлення. Прийняття рішення про надання ресурсу здійснюється центральною станцією [36, 37].

Відповідні протоколи відрізняються наявністю жорстко закріплених за кожним рухомим об'єктом каналів резервування та наявністю центральної станції управління. Протоколи характеризуються високим значенням коефіцієнта використання пропускної спроможності базової станції, однак критичні до порушень функціонування системи управління.

За способом резервування, що визначає дії центральної станції користувачів мережі, існує два методи призначення ресурсу на вимогу з централізованим управлінням.

Розподілені методи призначення ресурсу на вимогу відрізняються тим, що всі користувачі роблять одні й ті ж операції, не вдаючись до допомоги центральної станції, і використовують додаткову службову інформацію, якою обмінюються один з одним [37]. Всі алгоритми з розподіленим управлінням вимагають обміну керуючою інформацією між користувачами. Протоколи характеризуються жорстким закріпленням каналів резервування за рухомим об'єктом. При цьому на кожному об'єкті є таблиця закріплення запитальних каналів, отже, будь-який рухомий об'єкт в будь-який момент часу має інформацію про стан всієї мережі.

2.1.4 Моделювання комбінованих методів

Комбіновані методи являють собою комбінації попередніх методів розподілу ресурсу, і реалізують стратегії, в яких вибір методу є адаптивним для різних користувачів з метою отримання характеристик використовуваного ресурсу каналу, близьких до оптимальних. В якості критерію оптимальності, як правило, приймається коефіцієнт використання пропускної здатності каналу. На основі протоколів даного типу здійснюється підстроювання параметрів під конкретний стан мережі.

Загальну класифікацію комбінованих методів МД на основі просторового та випадкового наведено на рис.2.3.



Рисунок 2.3 - Класифікація комбінованих методів МД

Наведені методи відрізняються способом виміру (передачі) кутового положення абонента відносно базової станції. Метод з виділенням частотним каналом дозволяє організувати передачу кутових координат. Однак частина частотного ресурсу повинна бути задіяна на передачу кутових координат і, як наслідок, пропускна здатність мережі зменшується. Для методів без виділення частотного ресурсу характерне використання виміру кутових координат абонентів і організація передачі інформації з використанням усього частотного ресурсу мережі. Це може бути здійснено з використанням простих та складних радіосигналів.

Використання простих радіосигналів для каналу виміру кутових координат потребує складної процедури зниження їх впливу на якість

передачі інформації. Використання складних радіосигналів при цьому є більш доцільним. Це викликано наступними двома обставинами:

- перехід до просторових методів МД дозволяє суттєвим чином збільшити зону дії базової станції як у низхідній, так і у висхідній лініях зв'язку; Це обумовлено використанням вузько спрямованих ДС з значним коефіцієнтом підсилення;

- вимір кутових координат абонентських станцій здійснюється у радіолінії з слабко спрямованою антенною, що суттєво зменшує дальність виміру кутових координат абонентських станцій з потрібною якістю (1.3).

Проведемо моделювання бюджетів каналів виміру кутових координат та передачі інформації

$$P_{RI} = P_{RPI} ,$$

де P_{RI} – потужність на вході приймача радіолінії при вимірі кутових координат, P_{RPI} – потужність на вході приймача радіолінії.

Потужність на вході приймача радіолінії при передачі інформації можливо записати як

$$P_{RPI} = \frac{P_T G_R G_T}{L_S} \quad (2.1)$$

де P_T – потужність передавача; G_R та G_T – коефіцієнти підсилення передавальної і приймальної антен, L_S – сумарні збитки у вільному просторі, котрі визначаються формулою

$$L_S = (4\pi r/\lambda)^2,$$

де r – відстань між базовою та абоненткою станціями.

Потужність на вході приймача радіолінії при вимірі кутових координат можливо записати як

$$P_{RPI} = \frac{P_T G_R G_{TI} B}{L_S} , \quad (2.2)$$

де G_{TI} – коефіцієнти підсилення приймальної антени при вимірі кутових координат, B – база складного сигналу.

Підставивши (2.1) у (2.2), отримуємо

$$G_T = G_{TI} B.$$

Таким чином, вибираючи базу сигналу, по якому здійснюють вимір кутових координат, можливо порівняти бюджет каналів передачі інформації та виміру кутових координат та забезпечити максимальну зону дії базової станції як у низхідній, так і у висхідній лініях зв'язку.

2.1.5 Моделювання параметрів множинного доступу з фіксованим ресурсом каналу

Відповідно до теореми Шенона-Хартлі, максимальну пропускну здатність каналу з заданою смугою пропускання та співвідношенням сигналу до шуму можна визначити за наступним виразом [34, 35]:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (2.3)$$

де C – пропускну здатність каналу, біт/с/Гц, B – ширина смуги, Гц, S/N – співвідношення сигнал/шум.

Цей вираз характеризує теоретичний максимум пропускну здатності для заданих параметрів каналу незалежно від способу множинного доступу. Однак практичні вимірювання пропускну спроможності систем FDMA, CDMA та TDMA далекі від ідеального значення.

Максимальне число ортогональних сигналів обмежене загальною розмірністю сигнального простору і при загальній смузі W_t і часовому ресурсі T_t може становити не більше $2W_t T_t$ ортогональних смугових сигналів. Для визначення максимально досяжного числа користувачів в ортогональній схемі множинного доступу обмежимося M -розрядною цифровою передачею даних з фіксованою швидкістю R біт / сек. Враховуючи, що усі користувацькі сигнали повині бути ортогональними на інтервалі часу, що відповідає довжині M -розрядного символу, отримаємо співвідношення:

$$T_t = (\log_2 M) / R. \quad (2.4)$$

Тоді максимальна розмірність сигнального простору складає:

$$2W_t T_t = \frac{2W_t \log_2 M}{R}. \quad (2.5)$$

Якщо $M=2$ (варіант BPSK), кожен користувач займає лише одновимірний підпростір сигнального простору, оскільки для передачі одного біта необхідні лише два протилежні імпульси. У цьому випадку максимальна кількість користувачів співпадає з загальною розмірністю сигнального простору. При $M>2$ кожному користувачеві необхідний двовимірний підпростір. Такі площини повинні бути ортогональними, тому максимальна кількість користувачів стає вдвічі меншою за загальну розмірність сигнального простору. Виходячи з цього, максимальну кількість користувачів у ортогональній схемі множинного доступу можна визначити, як:

$$K = \begin{cases} \lfloor \frac{2W_t}{R} \rfloor, & M = 2, \\ \lfloor \frac{W_t \log_2 M}{R} \rfloor, & M > 2. \end{cases} \quad (2.6)$$

У випадку використання технології FDMA при передаванні даних зі швидкістю R та використанні M -розрядної фазової модуляції довжина символу даних складатиме:

$$T_t = \frac{\log_2 M}{R}, \quad (2.7)$$

так що кожному користувацькому сигналові повинна надаватися смуга, не менша за:

$$W = \frac{1}{T_t} = \frac{R}{\log_2 M}. \quad (2.8)$$

Якщо $M > 2$, то то вираз (2.8) точно визначає максимальну кількість користувачів. Якщо $M = 2$ та забезпечено фазову когерентність, то кожна смуга може бути використана двома користувачами, несні частоти яких відрізняються лише квадратурним фазовим зсувом. У результаті потенційна кількість користувачів за схемою FDMA відповідає (2.6).

На практиці неідеальність пристроїв фільтрації, дрейф опорного генератора та доплерівський зсув частот можуть призвести до часткового перекривання сусідніх користувацьких сигналів. Через це існуючі системи FDMA передбачають введення захисних інтервалів між сусідніми каналами, що призводить до зниження кількості каналів у порівнянні з пороговим значенням (2.6).

Для технології TDMA з M -розрядною фазовою модуляцією та швидкістю передачі R , довжина повного виділеного часового кадру (2.7) ділиться на слоти довжиною T , що не перетинаються.

Якщо $M > 2$, то кожний слот може бути використаний лише одним користувачем, а довжина символу даних не може бути меншою за $1/W_t$. Тому максимальну загальну кількість користувачів можна визначити, як:

$$\frac{T_t}{T} = \frac{W_t \log_2 M}{R} \quad (2.9)$$

Якщо $M = 2$, то при фазовій когерентності два користувача можуть використовувати один слот, застосовуючи зсунуті у квадратурі несні. Тобто, для FDMA теоретичний максимум користувачів теж визначається (2.6), що свідчить про теоретичну еквівалентність FDMA та TDMA.

Незважаючи на уявну привабливість та простоту, слід згадати і про недоліки цього методу. По-перше, будь-який користувацький сигнал займає тільки K -ту (або можливо $K/2$ -у) частину кадру, що тягне за собою збільшення пікової потужності в K (або $K/2$) разів порівняно з випадком безперервної передачі, що викликано необхідністю збереження незмінної енергії сигналу, тобто співвідношення сигнал-шум. По-друге, необхідна

жорстка синхронізація між сигналами користувачів на вході приймача, оскільки в іншому випадку вони будуть перекриватися, створюючи взаємні перешкоди. В той же час в системах з рухомими користувачами, таких як канал «вгору» в мобільному телефоні, довжини шляхів поширення між передавачами абонентів і приймачем базової станції безперервно змінюються, причому в досить великому діапазоні [37]. Очевидно, що в подібній ситуації синхронізація користувацьких сигналів на вході приймача, хоча в принципі і можлива, однак може викликати значні технологічні труднощі. Звичайний шлях подолання зазначених перешкод полягає у введенні захисних часових інтервалів між сигналами сусідніх користувачів, оберігаючи тим самим від можливого їх перекриття у всьому діапазоні можливих затримок. Як правило, величина захисних інтервалів виявляється значною, що може в сильному ступені скоротити кількість користувачів у порівнянні з порогом (2.6). Гострота проблеми дещо знижується, у випадку, коли індивідуальний користувацький слот містить не єдиний символ даних (тобто біт), а пакет із n_b символів. Тоді застосування захисних інтервалів зумовлюється необхідністю поділу пакетів різних користувачів, що призводить до використання в n_b разів меншого захисного інтервалу заголовка. З іншого боку, паузи між послідовними пакетами одного і того ж користувача також збільшуються в n_b разів. У багатьох системах (подібних до систем мобільного телефону, де необхідно підтримувати безперервність обміну мовної інформації) довгі паузи не прийнятні, що обумовлює введення жорсткого обмеження на довжину пакетів [38].

З огляду на названі причини, «чистий» TDMA на практиці застосовується рідко. Натомість широко використовуються комбінації TDMA та FDMA (наприклад, у мобільних мережах 2-го покоління).

Оцінімо ефективність використання частотно-часового ресурсу у стільниковій системі з використанням класичних схем доступу FDMA та TDMA. Очевидно, що радіус стільника не може перевищувати радіусу повного затухання коливання. Відстань між центрами стільників, що

використовують однакові частоти, повинна бути не меншою за подвоєний радіус повного затухання коливання. Тому множини частот, що використовуються усіма стільниками, прилеглими до центрального, не повинні перетинатися. Такий набір стільників називається кластером. Типове значення розміру кластеру є кластер з 7 стільників. Для такого кластеру кількість абонентів, яку може обслуговувати кожна з базових станцій, наступна:

$$K_c = \frac{W_t T_t}{7}. \quad (2.10)$$

У методі CDMA кожний користувач займає усю смугу W_t та весь часовий кадр T_t , передаючи за кадр $\log_2 M$ біт даних. Передача є широкосмуговою, а кожен користувач вирізняється власним широкосмуговим сигналом (сигнатурою) з сімейства ортогональних сигналів. Якщо $M > 2$, то максимальна кількість обслуговуваних користувачів за цим методом складатиме:

$$K = WT = W_t T_t = \frac{W_t \log_2 M}{R} \quad (2.11)$$

У разі $M=2$ кількість користувачів може бути подвоєна за рахунок використання двома користувачами квадратурних копій однієї сигнатури, зсунутих по фазі. Для синхронного CDMA, що передбачає синхронізацію сигналів користувачів, максимальну можливу кількість користувачів також визначає вираз (2.6).

У багатьох випадках типовою є ситуація, коли затримка надходження сигналів від різних абонентів може змінюватися у широкому діапазоні, що робить процедуру синхронізації сигнатур на вході приймача проблематичною, або навіть неможливою.

Максимальну кількість обслуговуваних користувачів у випадку асинхронного CDMA можна оцінити, як

$$K \leq \frac{2WT}{q_I^2} + 1, \quad (2.12)$$

де q_I^2 відповідає необхідному відношенню SIR, що гарантує потрібну достовірність прийому в аналізованій системі [31].

У системі з використанням BPSK або QPSK з імовірністю похибки на біт не гірше за $P_e=10^{-12}$ за умови відсутності завмирань відношення SIR=7дБ ($q_I^2=5$). Тоді потенційну кількість користувачів можна оцінити, як

$$K \leq \frac{2WT}{5} + 1 \quad (2.13)$$

З урахуванням внутрішніх та зовнішніх завад MAI вираз (2.12) матиме вигляд:

$$K \leq \frac{2WT}{1.5q_I^2} + 1, \quad (2.14)$$

а максимальну кількість користувачів для асинхронного CDMA можна визначити, як:

$$K \leq \frac{2WT}{7.5} + 1. \quad (2.15)$$

Результати порівняння кількості користувачів для CDMA та TDMA (FDMA) з бінарною ФМ наведено у табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Результати моделювання параметрів методів доступу з фіксованим ресурсом

Метод доступу	Ширина смуги, МГц	Швидкість передачі даних, Кбіт/с	Кількість користувачів
TDMA (FDMA)	5	19,2	37
CDMA	5	19,2	69

У кожному конкретному випадку мережі радіодоступу розрахунок пропускної здатності (1.3) вимагає врахування топології мережі, особливостей рельєфу місцевості, типу забудови, особливостей поширення радіохвиль, енергетичних співвідношень сигналів і завад, розташування абонентів і т.д.

Виходячи з вищевикладеного, можна запропонувати можливі напрями підвищення пропускної здатності мереж радіодоступу:

- 1) оптимізація пропускної здатності каналів радіодоступу;
- 2) оптимізація кількості базових станцій у мережі;
- 3) оптимізація кількості секторів на одну базову станцію;
- 4) оптимізація числа каналів на одну базову станцію (сектор);
- 5) оптимізація пропускної здатності на один сектор;
- 6) оптимізація вектору параметрів протоколу доступу до каналів;
- 7) оптимізація вектору параметрів дуплексного розділення каналів;
- 8) оптимізація коефіцієнта повторного використання частот.

У даній роботі було вибрано перший та шостий напрями.

Пропускна здатність каналу зв'язку C_k залежить від виду і параметрів модуляції сигналу, ймовірностей помилок в радіоканалі, способу кодування, характеристик радіоканалу, тобто є функцією від перерахованих параметрів і характеристик:

$$C_k = f(\vec{V}_m, \vec{V}_{kod}, \vec{V}_{kan}, P_e), \quad (2.16)$$

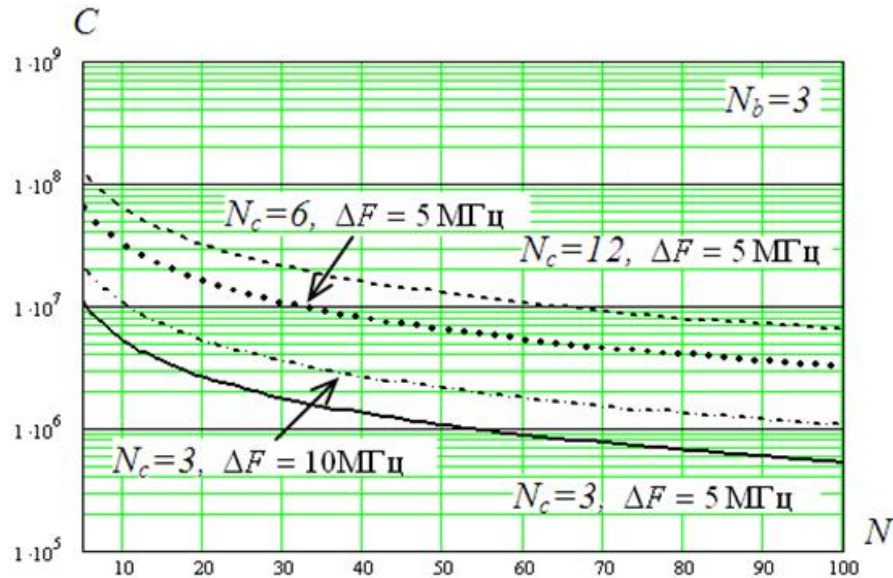
де \vec{V}_m - вектор параметрів модуляції; \vec{V}_{kod} - вектор параметрів способів кодування; \vec{V}_{kan} - вектор параметрів радіоканалу, P_e – ймовірність помилки.

Пропускна здатність каналу зв'язку з адитивним білим гауссовим шумом є функцією потужностей сигналу і шуму, ширини смуги пропускання, тому (2.16) можна виразити його через інформаційну ємність каналу [34]:

$$C = DF \log_2 \frac{P_c}{N_0} + \frac{P_c}{N_0} \frac{1}{\eta}$$

де P_c - повна потужність БС, що випромінює, ΔF - частотний ресурс каналу, N_0 - спектральна щільність шуму.

Було виконано оцінку ПЗ ТКМ при зміні частотного ресурсу ΔF і ширини просторового сектору базових станцій N_b в залежності від числа каналів N_k , та від числа секторів N_c на основі моделі (1.3):



Наведені розрахунки показують, що збільшення частотного ресурсу з 5 до 10 МГц призводить до збільшення ПЗ з $5 \cdot 10^5 \text{ біт/с/Гц}$ до 10^6 біт/с/Гц при 100 абонентах. У той же час збільшення кількості просторових секторів з 3 до 6 призводить до збільшення інформаційної ємності з $5 \cdot 10^5 \text{ біт/с/Гц}$ до $3 \cdot 10^6 \text{ біт/с/Гц}$ при однаковій кількості абонентів. Таким чином, збільшення просторових секторів обслуговування абонентів значно ефективніше за збільшення частотного ресурсу. Крім того ПЗ ТКМ з технологією просторового доступу може бути збільшена за рахунок одночасного незалежного обслуговування декількох користувачів та вибору оптимальної кількості обслуговуваних користувачів, за рахунок збільшення повної ПЗ системи при незмінній потужності передавача базової станції (БС).

Оптимізація пропускної здатності каналів радіодоступу націлена на адаптивне налаштування каналу [3,4]. Зміна одного окремо взятого параметра - зазвичай не кращий спосіб адаптації бездротового пристрою до постійних змін складно влаштованого середовища. По суті, адаптивний алгоритм управління МАС-рівнем намагається знайти набір параметрів, який

забезпечив би оптимальну загальну пропускну здатність бездротового пристрою. Алгоритми адаптації дозволяють бездротового пристрою динамічно оптимізувати відразу кілька параметрів доступу до середовища передачі у відповідь на зміни середовища, в якому працює пристрій. Це означає, що пристрій сам змінює свої параметри, вибираючи найбільш підходящий вузол доступу, мінімізує вплив завад і покращує умови роботи користувачів.

Адаптивний алгоритм управління MAC-рівнем намагається знайти оптимальні налаштування параметрів для конкретного середовища. Алгоритм враховує:

- швидкість передачі, яка визначається цільовим значенням частоти хибних тривог при заданому відношенні сигнал-шум; При різних швидкостях передачі використовуються різні методи модуляції сигналів, тому для підтримки необхідного значення BER дуже важливо правильно вибрати швидкість передачі;

- поріг фрагментації, який визначає розмір MAC-кадрів (з яких складаються пакети), переданих по радіоканалу; Якщо поріг занадто малий, накладні витрати, пов'язані з заголовками MAC- і фізичного рівнів, знижують загальну пропускну здатність, доступну клієнтського пристрою; Якщо поріг занадто великий, MAC-кадри стають вразливими для завад.

Підвищити пропускну здатність каналів радіодоступу можна в результаті розробки методів, що дозволяють виконати:

- оптимізацію параметрів модуляції;
- оптимізацію швидкості кодування;
- оптимізацію параметрів кодування;
- оптимізацію довжини інформаційного пакету передачі.

Оптимізація вектору параметрів протоколу доступу до каналів може бути здійснена при використанні просторового розділення каналів SDMA. Можливим варіантом підвищення ефективності просторових методів МД є перехід до комбінованих методів МД, основою яких є просторовий. Дійсно,

комбіновані методи являють собою комбінації попередніх методів розподілу ресурсу, і реалізують стратегії, в яких вибір методу є адаптивним для різних користувачів з метою отримання характеристик використовуваного ресурсу каналу, близьких до оптимальних. В якості критерію оптимальності, як правило, приймають коефіцієнт використання пропускної здатності каналу.

Алгоритм управління множинним доступом до середовища являє собою «вузьке місце» всієї мережі зв'язку та суттєво знижує її потенційну продуктивність, тому розробка методів та моделей підвищення якості зв'язку в бездротових ТКС є актуальним та важливим завданням.

2.2 Метод передачі інформації на основі просторового та довільного доступу

Метод доступу в ТКМ істотно визначає основний показник інформаційної мережі - пропускну здатність. Сумарна пропускну здатність ТКМ залежить від кількості використовуваних частотних присвоєнь, способу розподілу частотно-територіального ресурсу, можливостей повторного використання частотних каналів, умов поширення радіохвиль, заводової обстановки та інших факторів [39-41]. Для оптимізації пропускної здатності каналів радіодоступу вибір був зупинений на розробці комбінованого МД на основі просторового та довільного методів.

Для підвищення пропускної здатності каналу радіодоступу було розроблено метод передачі інформації на основі комбінації просторового та довільного доступу, основою для якого стали методи передачі [39] та [42].

Метод передачі інформації [39] реалізується через такі кроки:

- 1) абонентська станція-ініціатор передачі формує та випромінює запит на передачу інформаційного пакету (рис. 2.4);
- 2) абонентська станція-приймач приймає запит від АС-ініціатора;
- 3) АС-приймач випромінює дозвіл на передачу;
- 4) АС-ініціатор приймає дозвіл на передачу;
- 5) АС-ініціатор випромінює інформаційний пакет;

- 6) АС-приймач приймає інформаційний пакет, декодує його;
- 7) АС-приймач випромінює сигнал про підтвердження прийому.

У наведеному методі не використовується адаптивне управління параметрами фізичного рівня, тому не гарантується вибір оптимальної швидкості передачі інформації. Цей недолік обумовлений тим, що при передачі інформаційного пакету, тобто при визначенні модуляції сигналів та швидкості кодування не враховується відношення сигнал/шум у каналі передачі. Наслідком цього є вибір не оптимальних параметрів передачі: методу модуляції сигналів та швидкості кодування інформаційного пакету, що передається.

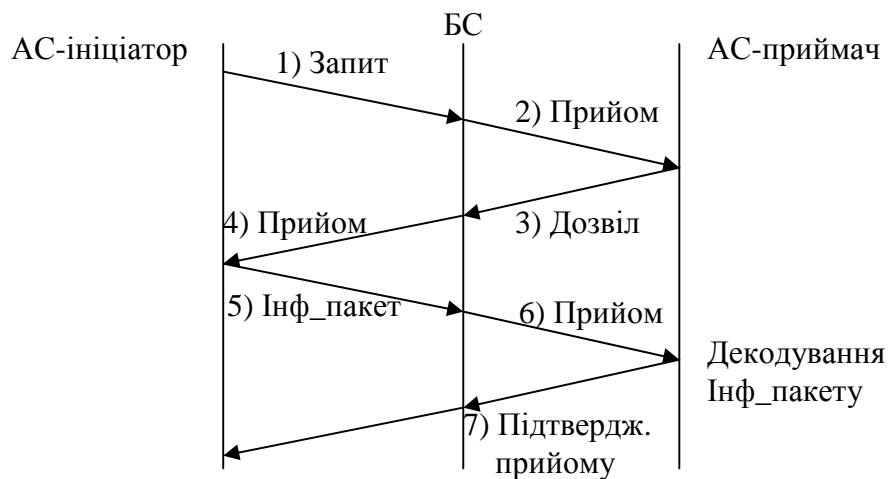


Рисунок 2.4 - Метод передачі інформації [39]

Інший метод передачі інформації [42] реалізується через такі кроки:

- 1) абонентська станція-ініціатор передачі формує та випромінює запит на передачу інформаційного пакету (рис. 2.5);
- 2) абонентська станція-приймач приймає запит від АС-ініціатора;
- 3) АС-приймач випромінює дозвіл на передачу;
- 4) АС-ініціатор приймає дозвіл на передачу;
- 5) АС-ініціатор оцінює відношення сигнал/шум по АС, що приймає;
- 6) АС-ініціатор визначає оптимальну модуляцію та швидкість кодування;
- 7) АС-ініціатор випромінює інформаційний пакет;

- 8) АС-приймач приймає інформаційний пакет, декодує його;
- 9) АС-приймач випромінює сигнал про підтвердження прийому.

У даному методі відсутнє просторове розділення абонентів, тобто паралельна передача інформації між абонентами є неможливою. Наслідком цього є суттєве зниження швидкості передачі інформації у мережі при збільшенні кількості абонентів.

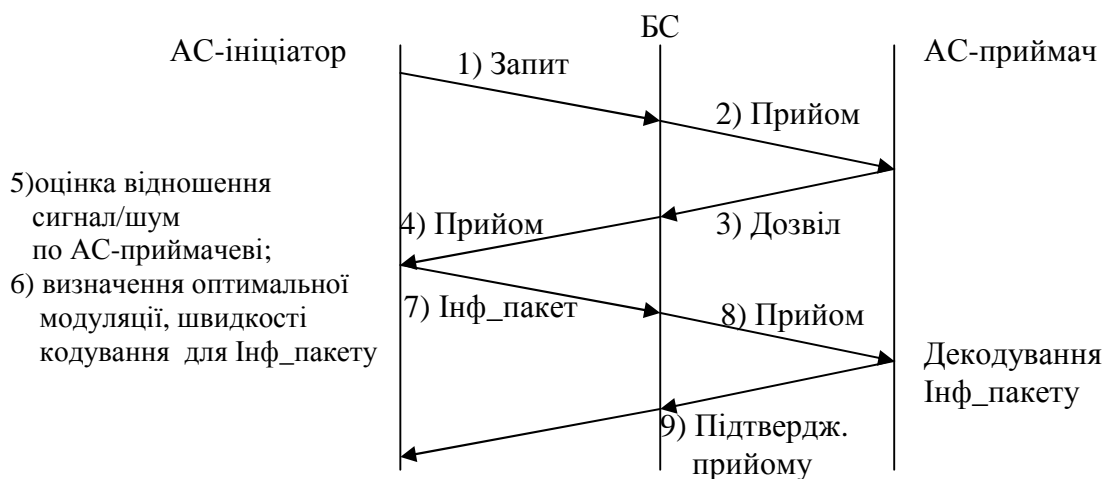


Рисунок 2.5 - Метод передачі інформації [42]

Зазначені недоліки розглянутих методів передачі інформації можна усунути при застосуванні розробленого методу передачі інформації, на який було отримано патент на корисну модель [11]. У запропонованому методі передачі інформації до операцій методів [39, 42] додано нові операції:

- визначення просторового положення станції, яка випромінює дозвіл на передачу (АС-приймача), за допомогою фазованої антенної решітки;
- формування у напрямі АС-приймача вузької діаграми спрямованості, для здійснення прийому інформаційного пакету;
- формування провалу у діаграмі спрямованості ЦАР у напрямку на станцію, що передає інформаційний пакет (АС-ініціатора).

Зазначені операції дозволяють виключити формування вузьких ДС у всьому діапазоні просторового обслуговування абонентів та дають можливість організації паралельної передачі інформації абонентами мережі. Паралельна передача інформації абонентами мережі дозволяє

використовувати увесь частотний ресурс ТКС. Формування адаптивно керованих вузьких ДС забезпечує просторове розділення абонентів, за рахунок чого підвищується швидкість передачі інформаційних пакетів.

Запропонований метод передачі інформації реалізується через наступні кроки (рис. 2.6).

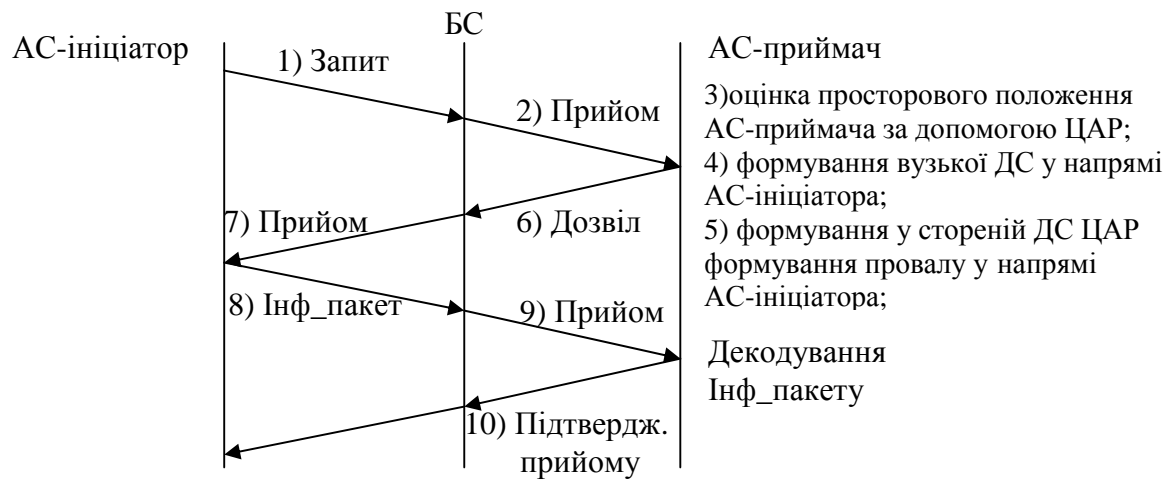


Рисунок 2.6 - Метод передачі інформації на основі комбінації просторового та довільного доступу [11]

1) абонентська станція-ініціатор передачі формує та випромінює запит на передачу інформаційного пакету (рис. 2.6);

2) абонентська станція-приймач приймає запит від АС-ініціатора;

3) АС-приймач оцінює просторове положення АС-приймача за допомогою ЦАР;

4) АС-приймач формує вузьку діаграму спрямованості у напрямі АС-ініціатора, на основі якої створюється канал передачі інформації;

5) АС-приймач у стореній ДС ЦАР формує провал у напрямі АС-ініціатора;

6) АС-приймач випромінює дозвіл на передачу;

7) АС-ініціатор приймає дозвіл на передачу;

8) АС-ініціатор випромінює інформаційний пакет;

- 9) АС-приймач приймає інформаційний пакет, декодує його;
 10) АС-приймач випромінює сигнал про підтвердження прийому.

Для однозначного виділення потрібного абонента точність виміру кутових координат повинні задовольняти рівнянню

$$s_{b(e)} \ll Db(De), \quad (2.17)$$

де $\beta_{obz}(\epsilon_{obz})$ – зона огляду за азимутом та кутом місця, $\Delta\beta(\Delta\epsilon)$ – ширина ДС антени за азимутом та кутом місця.

Запропонований метод передачі інформації може бути реалізовано, наприклад, за допомогою пристрою (рис. 2.7).

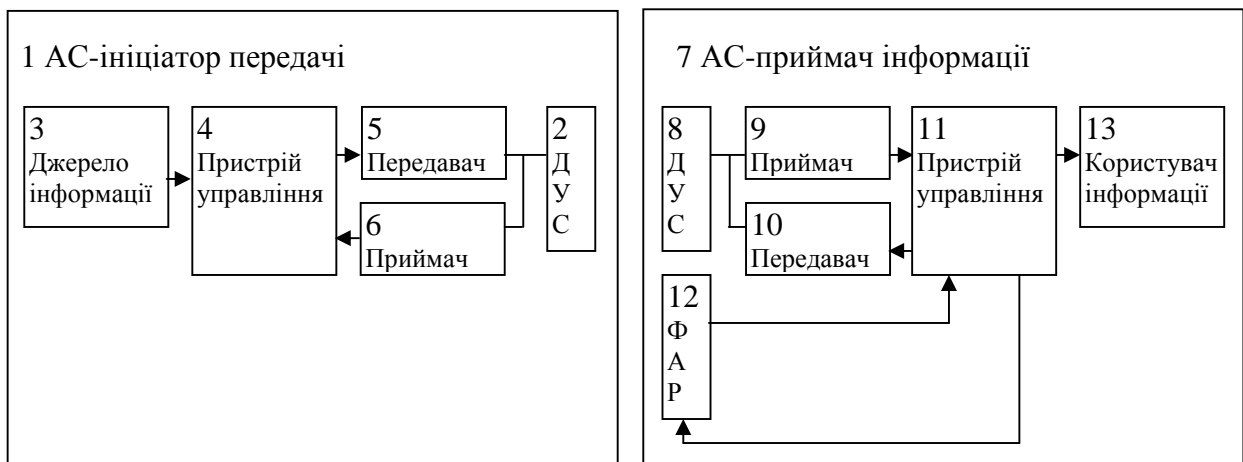


Рисунок 2.7 – Пристрій для реалізації методу передачі інформації на основі комбінації просторового та довільного доступу

АС-приймач (7) за допомогою ЦАР (12) виконує оцінку просторових координат АС-ініціатора передачі інформації (1). Пристрій управління (11) та діаграмо-утворююча схема (8) формують вузьку діаграму спрямованості у напрямку АС_ініціатора (1), яка передала запит на передачу інформації. У діаграмі спрямованості ЦАР (12) формується провалу напрямку на станцію АС-ініціатора (1), котра прийнята на обслуговування. Пристрій управління (11), ДУС (12) та ДУС (8) формують сигнал дозволу на передачу у напрямку на АС-ініціатора (1). Дозвіл на передачу приймають ДУС (2) та приймач (6) АС-ініціатора (1). АС-ініціатора (1) приймає інформацію від джерела (3) та за

допомогою пристрою управління (4) формує інформаційний пакет. Сформований інформаційний пакет випромінюють передавач (5) та ДУС (2). Пристрої ДУС (8) та приймач (9) АС-приймача (7) приймають інформаційний пакет, який аналізується та декодується пристроєм управління (11) та передається користувачеві інформації (13). АС-приймач (7) випромінює сигнал про підтвердження прийому за допомогою передавача (10) та ДУС (8). Пристрої ДУС (2) та приймач (6) АС-ініціатора (1) приймають цей сигнал.

Формування провалу у ДС ЦАР (12) у напрямку на станцію, що прийнята на обслуговування, дозволяє виключити вплив роботи цієї станції на можливість прийому запиту на передачу від станцій, котрі мають розбіжності у кутовому положенні від станції, що прийнята на обслуговування. Створюється можливість реалізувати паралельний прийом інформації від станцій з різними просторовими координатами. Таким чином, ТКС може використовувати весь частотний ресурс.

Кожен абонент системи є просторово розділеним та може використовувати весь частотний ресурс ТКС.

При застосуванні запропонованого методу у ТКС здійснюється паралельна передача інформації, зростає швидкість передачі інформації, збільшується пропускна здатність системи та покращується якість обслуговування користувачів.

2.3 Моделювання просторового розділення користувачів

2.3.1 Обґрунтування доцільності просторового розділення користувачів

В областях з високою щільністю трафіку провайдер повинен розгортати якомога більшу кількість суміжних чарунок великої ємності. Кожна з чарунок обслуговується своїм передавачем з невисокою вихідною потужністю і обмеженим числом каналів зв'язку. Це дозволяє без завад використовувати повторно частоти каналів цього передавача в іншій, віддаленій на значну відстань, чарунці. Теоретично такі передавачі можна

використовувати і в сусідніх стільниках. Але на практиці зони обслуговування стільників можуть перекриватися під дією різних факторів, наприклад, внаслідок зміни умов поширення радіохвиль. Тому в сусідніх стільниках використовуються різні частоти. Зазвичай антени базових станцій мають кругові діаграми спрямованості (передача сигналу однакової потужності по всіх напрямках). Приклад побудови стільникової мережі з використанням семи частот f_1 – f_7 представлений на рисунку 2.8. Саме можливість повторного застосування одних і тих же частот визначає високу ефективність використання частотного спектра в стільникових системах зв'язку.

Очевидно, що радіус стільника не може перевищувати радіусу повного затухання коливання.

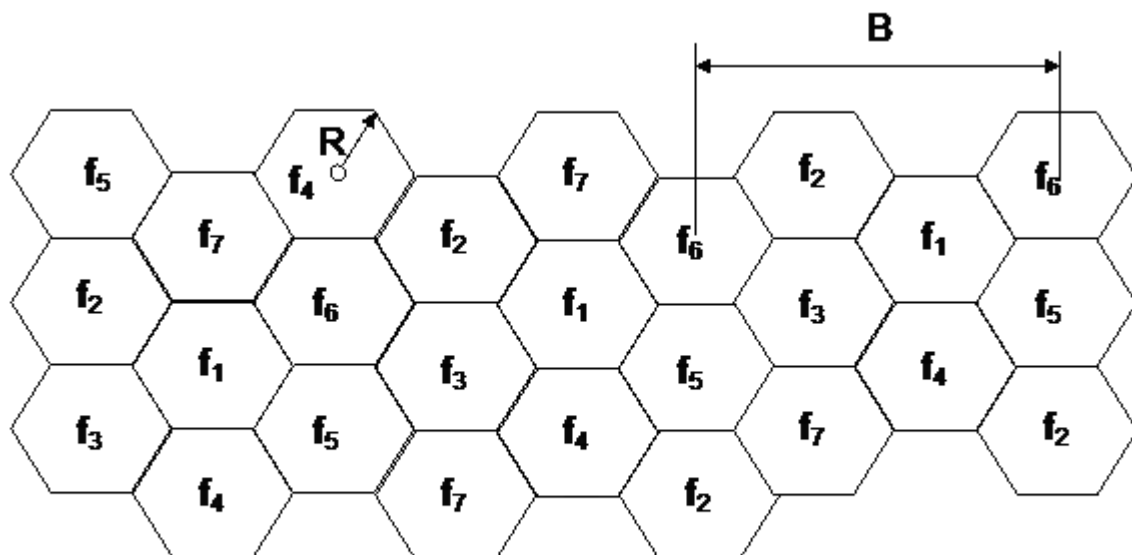


Рисунок 2.8 – Стільникова мережа з сімома частотами

Набір сусідніх стільників, частоти у яких не перетинаються, називається кластером. Визначальним параметром кластеру є кількість частот, що використовуються у сусідніх стільниках.

Базові станції, що використовують однакові частоти, віддалені одне від одного на відстань B , що називається «захисним інтервалом». Відстань між

центрами стільників, що використовують однакові частоти, повинна бути не меншою за подвоєний радіус повного затухання коливання. Тому множини частот, що використовуються сусідніми стільниками, не повинні перетинатися. Повторне використання несних радіочастот (Radio Frequency, RF) в суміжних стільниках спричиняє завади, які здатні впливати на корисний сигнал несної, якщо відношення потужності несної до перешкоди (C/I) перевищує коефіцієнт, припустимий у системі. Таким чином, повторне використання частот обмежується завадами.

Суміжні базові станції, що використовують різні набори частотних каналів, утворюють групу з C станцій. Якщо кожній базовій станції виділяється набір з m каналів з шириною смуги кожного F_k , то загальна ширина смуги, займана системою стільникового зв'язку, складе:

$$F_c = F_k \times m \times C . \quad (2.18)$$

Таким чином, величина C визначає мінімально можливе число каналів в системі, тому її часто називають частотним параметром системи, чи коефіцієнтом повторення частот. Коефіцієнт C не залежить від числа каналів у наборі і збільшується зі зменшенням радіуса стільника, отже, при використанні чарунок менших радіусів є можливість збільшення повторюваності частот. Застосування шестикутних осередків дозволяє мінімізувати ширину необхідного частотного діапазону, оскільки така форма забезпечує оптимальне співвідношення між величинами C і B . Крім того, шестикутна форма найкращим чином вписується в кругову діаграму спрямованості антени базової станції, встановленої в центрі стільника [44, 45].

Розміри чарунок R визначають захисний інтервал B між осередками, в яких одні й ті ж частоти можуть бути використані повторно. Зауважимо, що величина захисного інтервалу B , крім вже перерахованих факторів, залежить також від допустимого рівня завад і умов поширення радіохвиль. У припущенні, що інтенсивність викликів у межах всієї зони однакова, осередки вибираються однакових розмірів. Розмір зони обслуговування

забезпечує розроблений фірмою Motorola (США) спосіб повторного використання частот, при якому задіюються дві базові станції. При реалізації цього способу кожна частота використовується двічі в межах кластера, що складається з 4 чарунок; базова станція кожної з них може працювати на 12 частотах, використовуючи антени з діаграмою спрямованості шириною 60° .

З наведених прикладів видно, що зі зменшенням ширини діаграми спрямованості окремої антени ємність стільника збільшується. Аналогічно збільшення ємності стільника можна досягти шляхом просторового виділення індивідуальних каналів для абонентів. Такі просторово виділені канали можна формувати, якщо замінити ширококутну антену керованою фазованою антенною решіткою. За умови використання двовимірної ЦАР можливим є формування променя не тільки азимутально, а й за кутом місця, що відповідатиме конкретному положенню абонента [47, 48].

Використання базовими станціями просторово виділених каналів за умови наявності ефективного механізму формування променів дозволить знизити до мінімуму вплив одного стільника на сусідні [49]. Як наслідок – сусідні стільники зможуть використовувати однаковий спектр частот, що в свою чергу дозволить збільшити ємність окремого стільника майже у 4 рази, порівняно з 4-стільниковою архітектурою кластеру. Відповідно мережа з такою ж кількістю чарунок зможе обслуговувати у 4 рази більше абонентів, або мережа, розрахована на ту ж кількість абонентів може мати у 4 рази меншу кількість базових станцій.

З огляду на це, актуальною є розробка механізмів керування просторовим розподілом ресурсу.

2.3.2 Оцінка необхідної ширини променя для просторово виділеного каналу

У системі просторового розподілу каналів, що використовує у якості антени цифрову антенну решітку, важливим параметром є ширина променя, який формується ЦАР [45]. Коли рухомий абонент знаходиться біля базової станції, надто вузький промінь може стати завадою, адже абонент може

вийти з зони покриття. У той же час, коли абонент знаходиться далеко від БС, зона покриття навіть вузького променя стає значною та може чинити завади сусіднім абонентам.

У сучасних стільникових мережах радіус соти варіюється досить широко – від кількох сотень метрів у густонаселених районах до 35км у слабозаселених та у позаміській місцевості.

Довжина зони покриття l променю залежить від висоти БС та кута місця головної пелюстки діаграми спрямованості, як

$$l = \frac{h \sin \varphi_D}{\cos(f - \frac{f_D}{2}) \cos(f + \frac{f_D}{2})} = \frac{2h \sin \varphi_D}{\cos f_D + \cos 2f} \quad (2.19)$$

де h – висота БС, φ_D – кутова ширина променя, φ – кут місця головного пелюстка діаграми спрямованості (рис. 2.10).

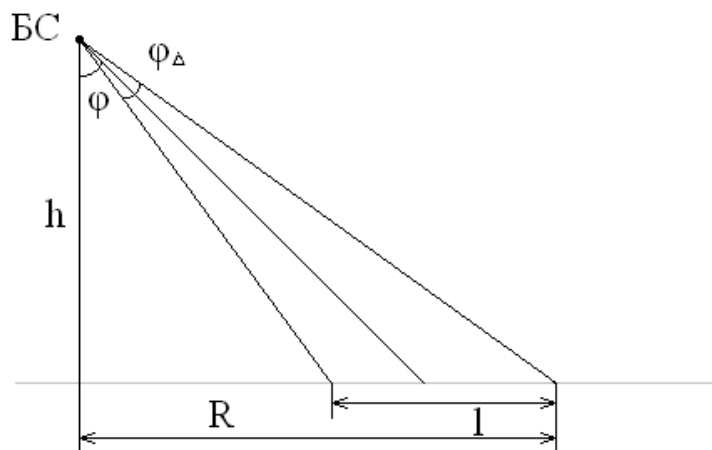


Рисунок 2.10 – Довжина зони покриття променя

Очевидно, що при $f \approx \rho - \frac{f_D}{2}$ довжина стає нескінченно великою, тобто виходить за рамки зони покриття, тому максимальний кут місця можна визначити як

$$f_{\max} = \rho - \frac{f_D}{2} \quad (2.20)$$

Знаючи радіус стільника R , необхідну довжину зони покриття l та висоту БС h , мінімальну кутову довжину зони покриття можна знайти, як подвоєний арктангенс одного з коренів квадратного рівняння:

$$tg^2 \frac{j_D}{2} + \frac{2R(R-l)}{lh} tg \frac{j_D}{2} - 1 = 0; \quad (2.21)$$

$$j_D = 2 \arctg \frac{\sqrt{\frac{2R(R-l)}{lh} + 1}}{\frac{2R(R-l)}{lh} + 1} + \sqrt{\frac{2R(R-l)}{lh} + 1} + 1$$

Аналогічною є ситуація з азимутальним розкритвом головної пелюстки ДС α_Δ .

Виходячи з (2.21), можна виконати оцінку необхідного максимального розкритву променю за кутом місця для типових значень радіусу стільника та висоти антени для заданої довжини зони покриття променю (табл. 2.2).

Таблиця 2.2 – Розраховані значення максимального розкритву променю за кутом місця для типових значень радіусу стільника

Радіус стільника R , м	Висота БС h , м	Довжина зони l , м	Кут місця розкритву головного пелюстка ДН φ_Δ , рад
300	20	5	$5,6497 \times 10^{-4}$
300	20	10	$1,1494 \times 10^{-3}$
300	20	20	$2,3809 \times 10^{-3}$
1000	35	5	$8,7940 \times 10^{-5}$
1000	35	10	$1,7677 \times 10^{-4}$
1000	35	20	$3,5714 \times 10^{-4}$
10000	50	5	$1,2506 \times 10^{-6}$
10000	50	10	$2,5025 \times 10^{-6}$
10000	50	20	$5,0100 \times 10^{-6}$
35000	100	5	$2,0411 \times 10^{-7}$
35000	100	10	$4,0828 \times 10^{-7}$
35000	100	20	$8,1679 \times 10^{-7}$

2.3.3 Методика оцінки параметрів ЦАР

Розрахунок характеристик ЦАР в порівнянні з розрахунком одноелементних антен значно ускладнюється, оскільки потрібно визначати ці характеристики в секторі сканування, тобто ряді положень променя в просторі і робочій смузі частот, а також враховувати можливі відмінності у фазовому розподілі та розміщенні випромінювачів. Прямі чисельні методи підсумовування полів елементів ЦАР малоприматні для виявлення основних закономірностей. Тому в теорії ЦАР розвинені приблизні, але досить точні

методи аналізу і розрахунку, що дозволяють встановити послідовно вплив дискретності розміщення і управління, смуги частот та сектора сканування на основні характеристики.

Просторовий сектор сканування ЦАР може бути заданий граничним відхиленням променя по азимуту $\pm\alpha_c$ і місцю $\pm\varphi_c$, або тілесним кутом огляду Ω_c в стерadiansах. Знаючи необхідну робочу довжину хвилі λ та спрямованість дії (ширину променя $2\varphi_{0,7E}$ і $2\alpha_{0,7E}$) чи КСД D_0 , можна встановити мінімальну кількість керуючих елементів N . Розмір антени L пов'язаний з шириною променя співвідношенням

$$2j_{0,7E} = \frac{l}{L}. \quad (2.22)$$

Ширина ДС елемента ЦАР за нульовим рівнем повинна перевищувати $2\varphi_c$ як мінімум на $2\varphi_{0,7E}$, тобто розмір елемента $L_{ел}$ визначається, як

$$2j_c + 2j_{0,7E} \gg \frac{l}{L_{ел}}. \quad (2.23)$$

Приблизну необхідну кількість елементів можна обчислити, як

$$N \gg \frac{L}{L_{ел}} = \frac{2j_c}{2j_{0,7E}} + 1. \quad (2.24)$$

при одновимірному скануванні, або

$$N = \frac{2j_c}{2j_{0,7E}} + 1 + \frac{2\alpha_c}{2\alpha_{0,7E}} + 1. \quad (2.25)$$

для двовимірного випадку.

Відомі і інші підходи до визначення N , наприклад на основі КСД:

$$N = \frac{W_c}{4\rho} D_0. \quad (2.26)$$

Практично число керованих елементів в ЦАР перевищує знайдене за формулами (2.24) і (2.25) і пов'язане з допустимим РБП і зміною спрямованості в секторі сканування. У пласкій АР під час руху променя змінюється його ширина, РБП і відповідно КСД, що обмежує використовуваний на практиці сектор сканування до $\pm (45 \dots 60)^\circ$ [46]. Для

отримання великих секторів сканування можливе застосування системи пласких решіток або опуклої ЦАР.

Необхідну кількість керуючих фазообертачів в пласкій ЦАР буде знайдено з умови дискретизації випромінюючого розкриву.

Розглянемо частотні властивості, пов'язані з побудовою ЦАР, припускаючи, що елементна база (фазообертач, випромінювач, лінія передачі і т. д.) не обмежує смугу пропускання. У ЦАР з паралельним живленням лініями рівної електричної довжини початковий фазовий розподіл не залежить від частоти і може бути рівномірним. Широкопasmові (діапазонні) фазообертачі створюють фазові зсуви, що також не залежать від частоти. При відхиленні променя від нормалі з пласкою решіткою на кут $\varphi_{гол}$ необхідний фазовий зсув між двома довільними випромінювачами, що відстоять один від одного на d в площині сканування, визначається за формулою

$$y = \frac{2pd \sin \varphi_{гол}}{l} \quad (2.27)$$

Зміна довжини хвилі λ на величину $\Delta\lambda$ призведе до відхилення променя на $\Delta\varphi_{гол}$, що визначається умовою

$$y = \frac{2pd \sin \varphi_{гол}}{l} = \frac{2pd \sin(\varphi_{гол} + \Delta\varphi_{гол})}{l + \Delta l} \quad (2.28)$$

Тоді частотний хід променя визначаємо як

$$\Delta\varphi_{гол} = \frac{\Delta l}{l} \operatorname{tg} \varphi_{гол}, \quad (2.29)$$

що не залежить від розміру антени та зростає з відхиленням променя $\varphi_{гол}$. У результаті цього змінюється спрямованість дії: зростає РБП і падає КСД. Задавшись припустимою зміною характеристик, можна знайти робочу смугу. Якщо прийняти, що зміщення променя не повинне перевищувати половини його ширини, то

$$\frac{\Delta l}{l} \operatorname{tg} \varphi_{гол} \gg \frac{l}{4L \cos \varphi_{гол}} \quad (2.30)$$

Якщо задатися допустимим падінням КСД на 1дБ в секторі $\pm 60^\circ$, то розрахунки дозволяють встановити простий зв'язок між робочою смугою частот у відсотках і шириною діаграми спрямованості антени в градусах:

$$\frac{Df}{f} \% \approx 2j_{0.7E}. \quad (2.31)$$

В якості критерію оцінки робочої смуги може бути прийнята зміна рівня бічних пелюсток. При визначенні смуги необхідно також враховувати характеристики сигналів (дуже короткі імпульси, довгі імпульси з мінливою частотою і т. д.). Перехід до просторового або послідовного збудження елементів АР мало змінює смугу пропускання. Незначна робоча смуга і зменшення її з ростом спрямованості є істотним недоліком ЦАР.

Відомі два способи побудови широкосмугових ЦАР. У першому випадку фазообертачі в ЦАР замінюють керованими лініями затримки: відрізками ліній з хвилею типу T , що плавно (дискретно) змінюють довжину в межах половини довжини розкриву антени ("тромбонні" фазообертачі). У такій антені різниця ходу променів компенсується довжиною живильних ліній. Такі пристрої реалізуються в КВ-діапазоні і мало придатні на НВЧ.

Другий спосіб базується на використанні опуклих ЦАР. Як впливає зі співвідношень (2.29) і (2.30), розширення смуги пропускання досягається зменшенням $\varphi_{\text{гол}}$. У цих ЦАР ширококутне сканування забезпечується комутацією випромінюючої частини антени, а формування променю відбувається в умовах, близьких до випромінювання по нормалі в плоских АР. В осесиметричних опуклих ЦАР вдається не тільки послабити або усунути частотний хід променю в широкій смузі частот, але і зменшити частотну зміну ширини ДС. Однак конструкція таких антен значно ускладнюється в порівнянні з конструкцією плоских антен, оскільки крім фазообертачів необхідна система комутаторів для керування випромінюючим сектором, і росте кількість керованих елементів ЦАР.

Управління фазовим розподілом у ЦАР здійснюється за допомогою фазообертачів, дискретних або безперервних з плавною зміною фази.

Застосування тих чи інших фазообертачів спричиняє появу фазових помилок в розкритті ЦАР і погіршення КСД, РБП і точності спрямування променя. У безперервних фазообертачах ці помилки викликані різними дестабілізуючими факторами (старінням, підвищеною температурою, флуктуацією керівних струмів, напругою і т. д.). Для боротьби з ними потрібні спеціальні заходи. Це є основним недоліком безперервних фазообертачів.

Зазначені недоліки значною мірою усуваються застосуванням дискретно-комутаційного способу сканування, запропонованого професором МАІ Л. Н. Дерюгіним в 1960 р. У цьому способі фазування здійснюється за допомогою комутаторів або дискретних фазообертачів, що мають фіксовані значення фази, стійких до різних дестабілізуючих факторів, що досягається застосуванням в напівпровідниках, ферритах та інших керованих середовищах відповідних режимів роботи, при яких використовуються стійкі (граничні) ділянки їх характеристик (насичення, гістерезис і т. д.). Управління променем в цьому випадку зводиться до найпростіших операцій включення або виключення окремих комутаторів. Цей спосіб сканування призводить до появи комутаційних фазових помилок, рівних половині дискрету зміни фази у фазообертачеві, тобто $\Delta/2$. Комутаційні фазові помилки викликають зниження КСД, збільшення РБП і дискретність руху променя при скануванні. Аналогічне погіршення спрямованості має місце в ЦАР з безперервними фазообертачами в результаті дискретності фазування від сполучення з системою керування променем ЕОМ, теж дискретної.

Вплив комутаційних помилок на характеристики антени залежить від початкового фазового розподілу в ЦАР, положення точки початку відліку фаз і числа випромінювачів. При початковому фазовому розподілі $\psi(x)=\text{const}$ для напрямку променя $\varphi_{\text{гол}}'$, при якому необхідний фазовий зсув між сусідніми випромінювачами кратний дискрету фазування, тобто

$$y = kd \sin j'_{\text{гол}} = Dn, \quad (2.32)$$

де ν – ціле число, фазові помилки в ЦАР і погіршення характеристик відсутні. Для напрямків променя $\varphi_{\text{гол}}''$, при яких має місце

$$y = kd \sin j''_{\text{гол}} = Dn + \frac{D}{2}, \quad (2.33)$$

виникають максимальні фазові помилки, що періодично повторюються по розкриву. У цьому випадку різко (часто неприпустимо) зростає один з бічних пелюсток і значно падає КСД. У теорії комутаційних антен була показана можливість зменшення РБП шляхом розмивання їх в широкому секторі кутів при різних положеннях променя. Це досягається в пласких АР квадратичним початковим фазовим розподілом

$$Y_n = \frac{D a n^2}{2 \epsilon N} + \frac{m^2 \ddot{\varphi}}{M \ddot{\varphi}}, \quad (2.34)$$

де n, m – номери випромінювачів з прямокутним розміщенням випромінювачів в решітці з N стовпців і M рядків і з $n = m = 0$ в центрі АР.

Через наявність комутаційних фазових помилок КСД антени зменшується:

$$D = D_0 \frac{\epsilon \sin D/2 \ddot{\varphi}^2}{\epsilon D \ddot{\varphi}}, \quad (2.35)$$

де D_0 – КСД еквівалентної антени без фазових помилок.

Рівень бічного випромінювання (по полю) обумовлений комутаційними фазовими помилками пласкої АР з рівномірним розподілом поля

$$q = \frac{D}{\rho \sqrt{NM}} \quad (2.36)$$

Дискретність зміни фази призводить до стрибкоподібного переміщення променя в просторі і визначає точність спрямування променя. На точність впливає положення початку відліку фази (центр або крайній випромінювач). Середнє значення дискретного переміщення променя при розташуванні початку відліку фази в центрі

$$D_{j_{\text{сол}}} = \frac{2j_{0.7E}}{2\rho N} \quad (2.37)$$

Розрядність фазообертача, тобто дискретність фазування Δ , може бути встановлена з умови максимуму коефіцієнта підсилення антени $G = D^\eta$, де η – ККД антени, що включає втрати у фазообертачеві. Збільшення розрядності дискретного фазообертача призводить до збільшення втрат, тобто падіння η , але зростанням КСД. В залежності від робочого діапазону частот, рівня технології, вимог до РБП, і т. д. можуть використовуватися фазообертачі з розрядністю від 2 до 5. Значення розрядності визначається в кожному конкретному випадку.

Квантування амплітудного розподілу в розкритті пов'язано з розміщенням випромінювачів в апертурі антени. Квантування за амплітудою, як і за фазою, обумовлює порушення безперервності розподілу поля, яке може носити періодичний характер і викликати виникнення додаткового РБП, аналогічних за структурою до дифракційних пелюсток ДС. Вихідним чинником дискретизації випромінюючого розкриття є практично реалізований крок у решітці. Розміри поперечного перерізу фазообертача з елементами кріплення і керуючими ланцюгами в НВЧ-діапазоні виявляються такого ж порядку, як допустимий крок, який визначається з режиму однопроменевого сканування в КВЧ і на більш високих частотах. Можливе збільшення в

$2/\sqrt{3}$ рази кроку в решітці з трикутною сіткою розміщення випромінювачів, при якій умова має вигляд

$$d = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{l}{1 + \sin j_{\text{голmax}}} \quad (2.38)$$

Другий можливий шлях збільшення кроку випромінювачів – застосування нееквідистантного розміщення випромінювачів. В основній смузі частот допустимий крок може бути також збільшений шляхом обмеження сектора сканування $\varphi_{\text{голmax}}$. У цьому випадку застосовується спрямований елемент АР з шириною ДС $2 \varphi_{\text{голmax}}$, в якості якого може бути використана спрямована антена (апертурний випромінювач) або група синфазно збуджуваних слабкоспрямованих елементів, звана підрешіткою і керована одним фазообертачем.

Розміри $L_{x,y}$ підрешіток вибираються у відповідності з заданим сектором сканування і допустимим рівнем дифракційних максимумів вищих порядків. Останнє можна пояснити наступним чином. При відхиленні променя ЦАР до краю сектора сканування починається зростання рівня дальнього бічного пелюстка, викликане наявністю у множнику решітки з великим кроком побічних головних пелюстків і випромінюванням за межі сектора сканування елемента АР.

Розміри подрешіток $L'_{x,y}$ уздовж осей x, y відповідно можна визначити із співвідношення

$$L'_{x,y} = q \frac{l}{(1+q) \sin j_{\text{голmax}}}, \quad (2.39)$$

де θ – допустимий РБП дальньої бічної пелюстки. Знаючи $L_{x,y}$, або відповідно крок випромінювачів та розміри розкриву, можна знайти кількість керованих елементів пласкої ЦАР.

Для отримання малих РБП необхідні, як відомо, плавні амплітудні розподіли, що спадають до краю розкриву. Зміна амплітудного розподілу в АР здійснюється дискретно і залежить від кроку розміщення і форми апертури випромінювача. Дискретність обумовлює появу додаткових бічних пелюсток квантування, які можуть бути зменшені трикутною сіткою розташування і частковим перекриттям апертур елементів.

У робочому діапазоні частот і секторі сканування відбуваються зміни ширини ДС, КСД і РБП. У антенах з круговою або керованою поляризацією змінюється поляризаційна характеристика. Найбільш важливим для радіотехнічної системи є коефіцієнт підсилення (КП) ФАР в секторі сканування. КП є інтегральним параметром, що враховує всі зміни спрямованості і всі теплові втрати у фазообертачах, випромінювачах і системі збудження. На стадії проектування ЦАР зробити точний розрахунок очікуваного КП в секторі сканування і діапазоні частот виявляється важко. Це пов'язано з труднощами знаходження у фідерній системі збудження теплових втрат і неузгодженості, а при просторовому способі збудження – додаткових втрат на розсіювання опромінювачем і колекторною решіткою. Можна наближено оцінити зміну КП у секторі сканування зі співвідношення

$$G(\varphi_{\text{гол}}) = \frac{4\rho}{l} SK_{\text{ВП}} \frac{\sin^2 D/2}{D} \frac{\sigma^2}{\varphi} F^2(\varphi_{\text{гол}}) \eta, \quad (2.40)$$

де S – площа випромінюючого розкриву; $K_{\text{ВП}}$ – апертурний коефіцієнт використання, що враховує амплітудний розподіл; $F(\varphi_{\text{гол}})$ – ДС випромінювача в решітці з урахуванням взаємодії елементів; η – ККД ЦАР, що враховує всі втрати у випромінювачах, фазообертачах і системі збудження.

ДС випромінювача в решітці $F(\varphi)$ істотно відрізняється від ідеальної ДС $F(\varphi) = \sqrt{\cos \varphi}$ наявністю провалів в ДН для деяких напрямків і меншим ККД для кутів $\varphi \leq 45^\circ$. Ці обставини призводять до значного падіння КП при

відхиленні променя. Провали в ДС елемента (парціальної ДС) викликають так зване "засліплення" ЦАР для певних напрямків променя. Це супроводжується різким зростанням РБП. Засліплення ЦАР неприпустиме, тому для виключення цього явища проводиться оптимізація парціальної ДС за допомогою вибору типу випромінювача, його розміщення, діелектричного заповнення або покриття і т. д.

ККД ЦАР істотно залежить від робочого діапазону довжин хвиль (УКХ, НВЧ, КВЧ і т. д.) і елементної бази. У НВЧ втрати у фазообертачах можуть становити приблизно 1 ... 1,5 дБ; втрати в системі збудження, включаючи формувачі ДС антени, такого ж порядку. В результаті ККД може скласти 50 ... 60%.

Для визначення рівня досягнутих результатів при проектуванні і виготовленні ЦАР їх характеристики спрямованості порівнюють з еквівалентною дзеркальною антеною, що є еталоном.

2.3.4 Оцінка кількості просторово виділених каналів на один сектор стільника

У системі радіозв'язку, що використовує лише метод просторового розподілу каналів у якості методу множинного доступу до радіочастотного ресурсу, кількість каналів (променів) сектору стільника повинна дорівнювати кількості абонентів цього сектору. Кількість абонентів стільника у традиційних системах стільникового зв'язку розраховується за допомогою моделі Ерланга з відмовами:

$$P_B = \frac{A^N}{N! \sum_{n=0}^N \frac{A^n}{n!}}, \quad (2.41)$$

де P_B – імовірність блокування виклику, N – кількість каналів, доступних на БС, A – трафік, обслуговуваний при заданій кількості каналів, Ерланг. При

подальших розрахунках задамо $P_B = 0,1$ та трафік на одного абонента $A_{аб} = 0,025$ Ерланг.

Кількість каналів, доступних на БС, визначається коефіцієнтом частотної ефективності χ_{FE} [47], що є відношенням між загальною кількістю каналів, доступних у системі, до розрядності кластера $C_{кл}$

$$c_{FE}(L, M) = \frac{N_c(M)}{C_{кл}(L, M)} = \frac{W_i}{\Delta f_k(M=2) + \sum_{j=1}^K \Delta f_{zj} \times C_{кл}(L, M)}, \quad (2.42)$$

де W_i – смуга частот, виділена для роботи системи, $\Delta f_k(M=2) = 30$ кГц – смуга частот, зайнята одним каналом при двопозиційній модуляції, $\gamma(M) = \log_2 M$ – спектральна ефективність M -позиційної модуляції, L – кількість секторів БС.

Отримавши значення коефіцієнта частотної ефективності з (2.42), можна визначити кількість абонентів, яку може обслуговувати одна БС:

$$K_{BC} = \frac{A(c_{FE}(L, M))}{A_{аб}} = \frac{A(N_{BC}(L, M))}{A_{аб}}. \quad (2.43)$$

де $A(N_{BC})$ – трафік, Ерланг, обслуговуваний однією БС, що залежить від N_{BC} та визначається з (2.41) [48]. Вираз (2.43) є справедливим для кількості секторів $L=1$, тобто для кругової ДС. Якщо у системі використовується $L > 1$ секторів, кожен з яких має власний набір частот, обчислити кількість абонентів однієї БС можна, як

$$K_{BC} = \frac{A(N_{сект}(L, M))}{A_{аб}} \times L = \frac{A(N_{BC}(L, M))}{A_{аб}} \times L. \quad (2.44)$$

З використанням даних про коефіцієнт частотної ефективності $\chi_{FE}(L, M)$ (2.37), по (2.36), (2.40) проведено розрахунки кількості абонентів, що

обслуговуються однією базовою станцією в залежності від числа секторів антени і позиційності модуляції (табл. 2.3).

Таблиця 2.3 – Результати розрахунків кількості абонентів, що обслуговуються однією базовою станцією

Позиційність модуляції, M	2	4	8	16	32
Кругова антена, 360^0 , $L = 1$					
Коефіцієнт частотної ефективності, $\chi_{FE}(M)$, кан/БС	45	74	52	53	46
Обслуговуваний трафік, $A(M)$, ерл.	44,16	75,65	51,73	52,81	45,24
Кількість обслуговуваних абонентів, K_a	1766	3026	2069	2112	1809
Трисекторна антена, 120^0 , $L = 3$					
Коефіцієнт частотної ефективності, $\chi_{FE}(M)$, кан/БС	83	95	83	102	87
Кількість каналів на сектор, $N_{сект}(M)$	27	31	27	34	29
Обслуговуваний трафік у секторі, $A(M)$, ерл.	24,94	29,17	24,94	32,37	27,05
Кількість обслуговуваних абонентів на сектор, $K_{a сект}$	997	1166	997	1294	1082
Кількість абонентів на БС, $K_{a БС}$	2991	3498	2991	3882	3246
Шестисекторная антенна, 60^0 , $L = 6$					
Коефіцієнт частотної ефективності, $\chi_{FE}(M)$, кан/БС	111	166	142	111	104
Кількість каналів на сектор, $N_{сект}(M)$	18	27	23	18	17
Обслуговуваний трафік у секторі, $A(M)$, ерл.	15,55	24,94	20,74	15,55	14,52
Кількість обслуговуваних абонентів на сектор, $K_{a сект}$	622	997	829	622	580
Кількість абонентів на БС, $K_{a БС}$	2732	5985	4977	2732	3484

Оцінка виконувалася за смугою частот $W_i = 12,5\text{МГц}$.

2.2.5 Оцінка залежності кількості променів від кількості елементів ЦАР

Як зазначалося у 2.2.3, ширина променю АР змінюється з відхиленням від нормалі φ_0 , тому ефективний сектор сканування зазвичай обирають у рамках $\varphi_0 \pm 60^\circ$, тобто $\varphi_c = 120^\circ = 2\pi/3$. При цьому для отримання N_c окремих променів ширина одного променя повинна відповідати умові

$$j_D \leq \frac{j_c}{2N_c} = \frac{p}{3N_c}. \quad (2.45)$$

Підставивши умову (2.45) у вираз для кількості елементів АР (2.24), отримаємо приблизну оцінку мінімальної кількості елементів АР N_{el} , що дозволить отримати N_c окремих променів:

$$N_{el} > \frac{j_c}{j_D} + 1 = \frac{3N_c}{p} + 1. \quad (2.46)$$

Перевіримо справедливість оцінки (2.46). Покладемо $N_c = 8$, тоді кількість елементів повинна відповідати умові

$$\frac{3N_c}{p} + 1 = 8,639 \gg 9 \quad (2.47)$$

$$N_{el} > 9$$

Оберемо $N_{el}=10$. Експериментальна оцінка на аналітичній моделі лінійної еквідистантної ЦАР з відстанню між елементами $d=\lambda/2$ показала, що оцінка (2.47) дозволяє отримати необхідну кількість променів у секторі сканування $\varphi_0 \pm 60^\circ$ (рис. 2.10).

Однак діаграма спрямованості далека від ідеальної, розділення окремих променів погіршується при великих відхилах від нормалі.

На основі досліджень на аналітичній моделі виявлено, що для отримання N_c променів у секторі сканування $\varphi_0 \pm 60^\circ$ необхідна кількість елементів АР становить

$$N_{el} \approx \frac{3}{2} N_c. \quad (2.48)$$

За виконання цієї умови розділення крайніх променів ДС значно покращується.

2.2.6 Розрахунок розмірів ЦАР для системи чистого SDMA

Виходячи з отриманих співвідношень, можливо виконати розрахунок параметрів антенної решітки. Для БС з $L=3$ секторами та бажаною кількістю азимутальних променів на сектор $N_c=34$, отримаємо

$$N_{ел} = \frac{3}{2} N_c = 51 \text{ ел/сект.} \quad (2.49)$$

При частоті несної 1800МГц довжина хвилі $\lambda=0,167\text{м}$, тоді за умови відстані між елементами $d=\lambda/2$ ширина АР для одного сектору складе

$$L_a = \frac{1}{2} N_{ел} = 4,25 \text{ м.} \quad (2.50)$$

Очевидно, що антени таких розмірів є значно дорожчими у виготовленні та значно складнішими у встановленні за антени традиційних систем стільникового зв'язку. Тому системи радіозв'язку, що використовують у якості методу множинного доступу лише просторовий розподіл каналів, практично не застосовуються.

2.3 Комбінований метод множинного доступу

З огляду на оцінку (2.50), перспективи розвитку систем SDMA є вельми песимістичними. Очевидно, що для зменшення розмірів апертури необхідним є зниження кількості елементів АР.

Найпростішим шляхом отримання тієї ж кількості променів при меншій кількості випромінювачів є під'єднання до однієї апертури двох або більше комплектів фазообертачів та приймально-передавальних пристроїв. Наприклад, за умови використання чотирьох комплектів, кожен з яких формує свою ДН на апертурі, лінійна еквідистантна ЦАР з 13 елементів зможе формувати до 36 еквівалентних променів. При цьому для частоти несної 1800МГц ширина такої АР складе лише 1,083м.

Оскільки зона покриття окремого променя з віддаленням від БС стає значною, з'являється істотна імовірність знаходження у зоні покриття кількох абонентів. У такому випадку доцільною є розробка комбінованого методу множинного доступу, що поєднає просторове розділення каналів з традиційним методом часового розділення у окремому промені.

Для стільника з радіусом R та кількістю секторів L площа сектору складе

$$S_c = \frac{\rho R^2}{L}. \quad (2.51)$$

Тоді щільність абонентів у секторі обслуговування БС складе

$$r_{ab} = \frac{K_{ac}}{S_c}, \quad (2.52)$$

а кількість абонентів у зоні покриття n -го променя можна розрахувати, як

$$K_{an} = r_{ab} \times S_n = r_{ab} \times \frac{\rho \times l_a(a_n) \times l_j(j_n)}{4}, \quad (2.53)$$

де l_α та l_φ – відповідно ширина та довжина еліптичної зони покриття n -го променя в залежності від кутів азимуту α_n та φ_n .

У той же час для заданих ширини смуги частот W_i , розрядності типу модуляції M та необхідної швидкості передавання даних на одного абонента D_r , максимальну кількість абонентів у зоні покриття одного променя можна визначити як

$$K_{an} = \frac{W_i \log_2 M}{D_r}. \quad (2.54)$$

Підставивши (2.53) у (2.54), можна обчислити максимальну площу зони покриття окремого променя для заданої щільності абонентів:

$$S_n = \frac{W_i \log_2 M}{r_{ab} D_r}, \quad (2.55)$$

а добуток лінійних розмірів зони покриття окремого променя буде дорівнювати

$$l_a(a_n) \times_j(j_n) = \frac{4W_i \log_2 M}{\rho R_{ac} D_r}, \quad (2.56)$$

що дозволить оцінити мінімальну кількість променів, необхідну для ефективного покриття сектору стільника.

Розглянемо випадок, коли вся довжина зони покриття покривається одним променем, тобто $l_\varphi=R$. Тоді необхідну ширину азимутальних променів можна обчислити як

$$l_a = \frac{4W_i \log_2 M}{\rho R_{ac} D_r} = \frac{4RW_i \log_2 M}{LK_{ac} D_r}. \quad (2.57)$$

Для двійкової модуляції $M=2$, радіусу стільника $R=1000$ м, кількості секторів на стільник $L=3$, швидкості передавання даних $D_r = 19,2$ кбіт/с та смузі пропускання сектору $W_i = 4,166667$ МГц, для 6000 абонентів на стільник отримаємо $l_a = 144,676$ м.

Мінімальну кількість променів, необхідну для покриття сектору, можна обчислити як

$$N_c \geq \frac{\rho R}{L l_a}. \quad (2.58)$$

Тоді для обраних параметрів $N_c \geq 7,23 = 8$. Використовуючи співвідношення (2.48), отримаємо кількість елементів на рядок АР

$$N_{el} = \frac{3}{2} N_c = 12 \quad (2.59)$$

та відповідно ширину АР для частоти несної 1800МГц

$$L_a = \frac{1}{2} N_{el} = 6 \text{ м}. \quad (2.60)$$

Оцінка (2.60) показує практичну застосовність комбінованого методу множинного доступу.

Оскільки щільність абонентів у чарунці може бути нерівномірною, для досягнення потрібної якості обслуговування необхідною є оцінка часткової щільності у каналах. Використання способів модуляції з $M > 2$ у окремих просторово виділених каналах з високою частковою щільністю дозволить збільшити ємність цих каналів та системи вцілому. Тому актуальним завданням є створення методу адаптивного керування швидкістю передавання та способом модуляції у просторово виділених каналах.

Висновки до розділу

1. Був виконаний порівняльний аналіз існуючих методів множинного доступу. Був зроблений висновок про перспективність розробки та вдосконалення комбінованих методів доступу.

2. Для підвищення пропускної здатності каналу радіодоступу розроблено метод передачі інформації на основі комбінації просторового та довільного доступу. При застосуванні запропонованого методу у ТКС здійснюється паралельна передача інформації, зростає швидкість передачі інформації, більшується пропускна здатність системи та покращується якість обслуговування користувачів.

3. Обґрунтовано доцільність використання просторового розділення користувачів та виконано математичне моделювання просторового розділення користувачів. Використання базовими станціями просторово виділених каналів за умови наявності ефективного механізму формування променів дозволить знизити до мінімуму вплив одного стільника на сусідні. Як наслідок – сусідні стільники зможуть використовувати однаковий спектр частот, що в свою чергу дозволить збільшити ємність окремого стільника майже у 4 рази, порівняно з 4-стільниковою архітектурою кластеру. Відповідно мережа з такою ж кількістю чарунок зможе обслуговувати у 4 рази більше абонентів, або мережа, розрахована на ту ж кількість абонентів може мати у 4 рази меншу кількість базових станцій.

4. На основі виконаної оцінки необхідної ширини променя для просторово виділеного каналу розраховані значення максимального розкриву променю за кутом місця для типових значень радіусу стільника.

5. Запропонована методика оцінки параметрів ЦАР, що враховує частоту, схему комутації, тип фазообертача, форму апертури, спосіб розміщення елементів АР. Розроблена методика дозволяє зменшити кількість елементів АР.

6. Виконана оцінка кількості просторово виділених каналів на один сектор стільника. За результатами оцінки розрахована кількість абонентів, що обслуговуються однією базовою станцією в залежності від числа секторів антени і позиційності модуляції.

7. Виконана оцінка залежності кількості променів від кількості елементів ЦАР. На основі досліджень на аналітичній моделі запропоновано розрахунок необхідної кількості елементів АР для заданої кількості променів у секторі сканування. Виявлено умову, за якої розділення крайніх променів ДС значно покращується.

8. Проведено розрахунок розмірів ЦАР для системи чистого SDMA.

9. Розроблено комбінований метод множинного доступу. Запропоновано до однієї апертури підключити декілька наборів обладнання на БС. Запропонований метод дозволяє при розмірі меншому АР та N комплектах обладнання обслуговувати більшу кількість абонентів.

РОЗДІЛ 3

АДАПТИВНА ОПТИМІЗАЦІЯ ПРОДУКТИВНОСТІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ ПРИ ДІЇ ЗАВАД

Створення інформаційної мережі, обслуговування користувачів неможливо без реалізації надійної мережі обміну даними. У теперішній час бездротові мережі набувають все більшої популярності, вони починають з'являтися в різних місцях – від будинків та офісів до громадських пунктів бездротового доступу в кафе та ресторанах. Одна із основних проблем управління ресурсами будь-якої телекомунікаційної системи (мережі) із комутацією пакетів під час надання послуг – це визначення компромісу між ступенем використання вже задіяних ресурсів мережі і рівнем якості надання послуг. Крім того, слід зазначити, що значна частина відомих досліджень [50-60] з поліпшення роботи локальних бездротових мереж присвячена адаптивному налаштуванню. Адаптивне налаштування дозволяє пристрою оптимізувати свої параметри в залежності від характеристик середовища розповсюдження. Це означає, що пристрій сам змінює свої параметри, вибираючи найбільш доцільні, що дозволяє мінімізувати вплив завад, оптимізувати роботу телекомунікаційної системи та поліпшує умови роботи користувачів.

Для адаптивного налаштування можливо вибрати різні параметри ТКС. Однак, найбільш суттєвим параметром, який визначає якість обслуговування користувачів є пропускна здатність та реальна швидкість передачі інформації.

Даний розділ присвячений розгляду питань оптимізації реальної швидкості передачі інформації за рахунок оптимізації довжини інформаційного пакету (фрейму), що передається при адаптивному налаштуванні параметрів системи (мережі) на основі оцінки середовища розповсюдження

3.1 Метод передачі інформації з просторовим розділенням абонентів та оптимізацією довжини інформаційного пакету

Відомий метод передачі інформації [39] полягає у виконанні такої послідовності кроків:

- 1) АС-передавач випромінює запит на передачу інформації;
- 2) АС-приймач приймає запит та формує дозвіл на передачу;
- 3) АС-передавач приймає дозвіл на передачу та випромінює інформаційний пакет;
- 4) АС-приймач приймає інформаційний пакет, декодує його;
- 5) АС-приймач випромінює сигнал підтвердження прийому.

Застосування розглянутого методу не забезпечує вибору оптимальної швидкості передачі інформаційних пакетів, оскільки у ньому не застосовується адаптивне управління параметрами фізичного рівня. При визначенні параметрів модуляції сигналів, швидкості кодування та довжини інформаційного пакету не враховується відношення сигнал-шум у каналі передачі, внаслідок чого ці параметри не є оптимальними.

Інше технічне рішення [42] полягає в тому, що при передачі інформаційних пакетів виконуються такі кроки:

- 1) АС-передавач випромінює запит на передачу інформації;
- 2) АС-приймач приймає запит та формує дозвіл на передачу;
- 3) АС-передавач приймає дозвіл на передачу;
- 4) АС-передавач постійно оцінює відношення сигнал-шум у каналі обміну по кожному абоненту, на основі цього оптимальним чином визначає параметри модуляції сигналів та швидкості кодування для передачі, формує та випромінює інформаційний пакет;
- 4) АС-приймач приймає інформаційний пакет, декодує його;
- 5) АС-приймач випромінює сигнал підтвердження прийому.

Недоліком цього методу є низька швидкість передачі інформації. Причиною цього є неможливість здійснювати паралельну передачу

абонентам через відсутність просторового розділення абонентів та адаптивного управління параметрами фізичного рівня для кожного абонента. Адаптивне управління передбачає для кожного абонента при передачі інформації визначення оптимальних параметрів модуляції, швидкості кодування інформаційного пакету, що передається, на основі відношення сигнал/шум.

У даній роботі було запропоновано на основі відомих методів [39, 42] метод передачі інформаційних пакетів з просторовим розділенням абонентів та визначенням оптимальної довжини інформаційних пакетів, що передаються.

На основі методів [39, 42] був розроблений метод передачі інформації, у якому вводяться нові операції просторового розділення абонентів та для кожного абонента на основі оцінки відношення сигнал/шум виконується визначення оптимальної довжини інформаційних пакетів, що виключає потребу в адаптивному налаштуванні параметрів фізичного рівня при передачі інформаційних пакетів.

Розроблений метод передбачає виконання таких кроків:

- 1) АС-передавач випромінює запит на передачу інформації;
- 2) АС-приймач приймає запит;
- 3) АС-приймач формує дозвіл на передачу;
- 4) АС-передавач приймає дозвіл на передачу;
- 5) АС-передавач постійно оцінює відношення сигнал-шум у каналах обміну по кожному абоненту, на основі цього оптимальним чином визначає параметри модуляції сигналів та швидкості кодування для передачі та формує інформаційний пакет;
- 6) АС-передавач випромінює інформаційний пакет;
- 7) АС-приймач здійснює просторове розділення абонентів та у каналі обміну по кожному абоненту визначає оптимальну довжину пакету, що передається; на основі оцінки відношення сигнал/шум
- 8) АС-приймач приймає інформаційний пакет, декодує його;

9) АС-приймач випромінює сигнал підтвердження прийому.

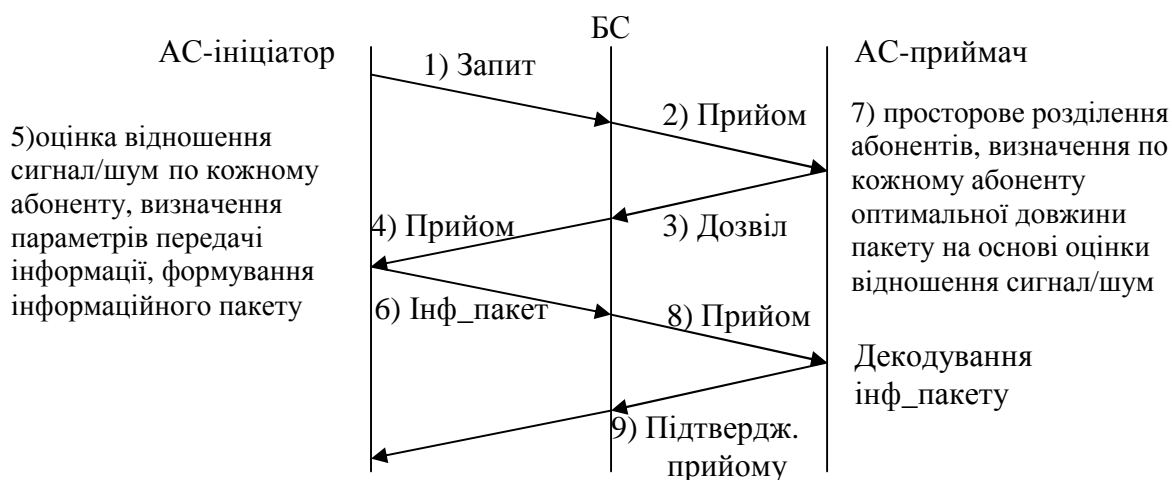


Рисунок 3.1 - Метод передачі інформації з просторовим розділенням абонентів та оптимізацією довжини інформаційного пакету [10]

Паралельна передача інформації та адаптивне управління параметрами фізичного рівня дозволяють підвищити швидкість передачі інформації. Просторове розділення абонентів, що виконується кожною АС-приймачем, призводить до зменшення внутрішньо-системних завад та дає можливість виконувати паралельну передачу інформації. Виконується постійна оцінка завадової обстановки у кожному радіоканалі по кожному абоненту на основі оцінки відношення сигнал/шум та на основі цього визначаються оптимальний вид модуляції сигналів, швидкість кодування та оптимальна довжина інформаційного пакету, що передається. При зміні завадової обстановки виконується переналаштування параметрів передачі. Це дозволяє суттєво знизити ймовірність повторної передачі інформаційного пакету при наявності спотвореної інформації, що забезпечує підвищення швидкості передачі інформації.

Запропонований метод може бути реалізований за допомогою пристрою (рис. 3.2).

АС-приймач 8 за допомогою діаграмо утворюючої схеми (ДУС) 9 здійснює просторове розділення кожного абонента та веде паралельну

передачу інформації по кожному абоненту. АС-передавач 1 отримує від джерела інформації 3 інформацію, що потрібно передати. На цій станції оцінювач відношення сигнал/шум 7 виконує оцінку завадової обстановки у каналі зв'язку. На оснві цієї оцінки пристрій управління 4 визначає оптимальні параметри передачі: вид модуляції сигналів, швидкість кодування та оптимальну довжину інформаційного пакету. На основі визначених оптимальних параметрів формується інформаційний пакет, який за допомогою передавача 5 та антени 2 випромінюється у простір. Випромінений інформаційний пакет приймають на станції-приймачеві 8 за допомогою ДУС 9 та приймача 10. Пристрій управління 12 аналізує та декодує прийнятий інформаційний пакет. При відсутності спотворення пакет передається користувачеві 13. Аналогічним чином інформаційний пакет з АС 8 за допомогою передавача 11 та ДУС 9 випромінюється у напрямі АС 1. На АС 1 пакет приймається за допомогою антени 2 та приймача 6. Адаптивне управління модуляцією сигнала, швидкістю кодування та довжиною пакета виконується пристроями 7 та 14 на основі оцінки відношення сигнал/шум.

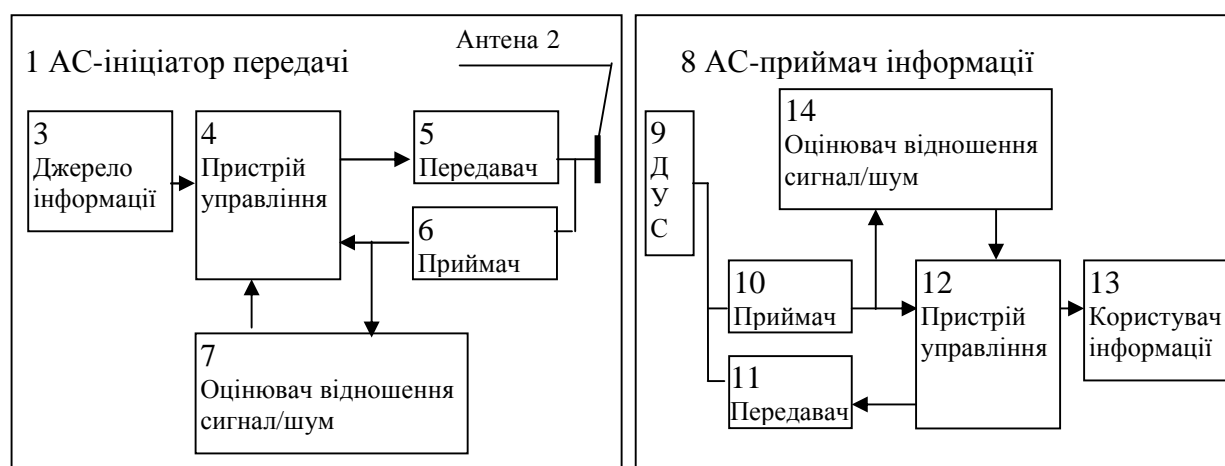


Рисунок 3.2 - Пристрій для реалізації методу передачі інформації з просторовим розділенням абонентів та оптимізацією довжини інформаційного пакету

Таким чином, введення нових операцій просторового розділення кожного абонента та визначення оптимальної довжини інформаційного

паketу, що передається, дозволяє суттєво знизити ймовірність повторної передачі інформаційного пакету при наявності спотвореної інформації, тим самим забезпечити підвищення швидкості передачі інформації.

3.2. Оцінка впливу завад на швидкість передачі інформації у пакетних системах передачі даних

Для пакетної мережі, що є характерним у теперішній час при передачі даних, параметр навантаження пов'язується з такими показниками якості обслуговування, як час затримки повідомлення та ймовірність втрати пакету даних. Однак можна стверджувати, що названі показники якості обслуговування визначаються пропускнуою здатністю чи швидкістю передачі інформації [62-64]. Будемо враховувати такі реально існуючі фактори, як завади, які призводять до зниження імовірності помилок (одиначних та групових) і, як наслідок, до зменшення реальної пропускнуої здатності та швидкості передачі інформації.

Ефективна швидкість передачі даних за умов відсутності переповнення буферу пам'яті можна визначити як:

$$R_e = f(R_0, V_k, n_p, t_r, \epsilon, P_e, z). \quad (3.1)$$

де R_0 – потенційна швидкість передачі інформаційних даних; V_k – кодова швидкість; n_p - довжина пакету даних; t_r - час розповсюдження сигналів через канал зв'язку, а також аналізу та підтвердження (або перепитування) прийому пакету; ϵ - показник групування помилок внаслідок завад; z - кількість перепитувань; P_e - ймовірність збою одиничного елемента сигналу даних.

У свою чергу ймовірність збою одиничного сигналу даних можливо визначити як

$$P_e = f(\vec{V}_m, q). \quad (3.2)$$

де \vec{V}_m - вектор параметрів модуляції, q - відношення сигнал/шум.

Сучасні системи радіодоступу для передачі інформації використовують, як правило, різні види модуляції [66]. Наприклад, стандарт IEEE 802.11n

використає наступні типи модуляції BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM при різних швидкостях згортчного кодування.

Для передачі інформації у цифровому вигляді по радіоканалах використовуються системи сигналів $\mathbf{X} = \{X_{si}(t)\}$, де $i = \overline{1, N}$, N — число сигналів. Простішою системою сигналів є двійкова, котра має два сигнали, що відрізняються фазами, частотою, амплітудою чи формою.

Систему з N сигналів характеризують з допомогою функцій невизначеності та спектральної щільності. Однак важливою характеристикою вважається енергетична відстань між сигналами

$$D_{ij} = \int_0^T (x_{si}(t) - x_{sj}(t)) (x_{si}(t) - x_{sj}(t))^* dt,$$

де $*$ — знак комплексного спряження.

Дійсно, відстань між сигналами, пов'язана з ймовірністю похибки на біт P_e , наприклад, для гаусового каналу з двійковою модуляцією, визначається як

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{D_{1,2}}{2N_0}} \right).$$

де $N_0 = kT_{ш} \Delta f$ — потужність шумів; k — постійна Больцмана; $T_{ш}$ — шумова температура; Δf — смуга частот прийому; $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$ — функція Лапласа.

Чим більша відстань між сигналами, тим менше ймовірність похибки.

Сигнали з фазовою модуляцією (PSK) використовуються у вигляді двійкової (BPSK), квадратурної (QPSK) та восьмирічної (8-PSK) фазової модуляції. Енергетична відстань між названими сигналами визначається як

$$\text{BPSK: } D_{i,i+1} = 2\sqrt{E};$$

$$\text{QPSK: } D_{i,i+1} = 2\sqrt{E} \sin(\pi/4);$$

$$8\text{-PSK: } D_{i,i+1} = 2\sqrt{E} \sin(\pi/8).$$

У подальшому при збільшенні кратності модуляції M відстань між сусідніми сигналами швидко зменшується, тому, не зважаючи на зменшення смуги частот, які використовуються в $k = \log_2 M$ раз (по відношенню до BPSK сигналам), многократна фазова модуляція використовується тільки з $M \leq 8$.

Підвищення завадостійкості прийому сигналів за рахунок збільшення відстані між сусідніми сигналами $D_{i,i+1}$ приводить до необхідності пошуку багатократних сигналів з відстанню, більшою, ніж у MPSK модуляції.

Такі переваги мають сигнали з квадратурною амплітудною модуляцією (QAM), енергетична відстань для котрих визначається як $D_{i,i+1} = \sqrt{2E} (\sqrt{M} - 1)^{-1}$.

Дослідимо вплив енергетичних характеристик сигналів та довжини пакету, що приймаються на швидкість передачі інформації.

Нехай пакет довжиною n_p містить k інформаційних елементів тобто, $V_k = k/n_p$, а ймовірність появи помилки у пакеті дорівнює P . Тоді час, що витрачається на одноразове передавання пакету даних, можливо визначити як:

$$T_p = t_r + n_p/R_0, \quad (3.3)$$

а середній час на передачу пакета з урахуванням z можливих повторювань має вигляд:

$$t_1 = T_p \sum_{i=1}^z P^i.$$

Ймовірність відмови каналу та витрат часу на відновлення T_v внаслідок завад буде дорівнювати P^z . З урахуванням вищезазначеного, вираз для ефективної швидкості передачі інформації має вигляд:

$$R_e = V_k n_p \frac{e}{e} T_p \sum_{i=0}^{z-1} r^i + P^z (T_p + T_v) \frac{e}{e}^{-1}. \quad (3.4)$$

Якщо у системі передачі даних застосовуються ефективні коди, що можуть виявляти помилки, то є справедливим таке:

$$P \gg P(\geq 1, n_p) = P_e n_p^e, \quad (3.5)$$

де $P(\geq 1, n_p)$ - ймовірність збою в пакеті довжиною n_p одного і більше елементів.

Після підстановки (3.5) у (3.4) з урахуванням (3.1), отримаємо:

$$R_e = V_k R_0 \frac{n_p (1 - P_e n_p^e)}{(R_0 t_r + n_p) + R_0 T_v (P_e n_p^e)^z} \quad (3.6)$$

$$R_e = V_k R_0 \frac{n_p (1 - P_e [f(V_m, q)] n_p^e)}{(R_0 t_A + n_p) + R_0 T_v (P_e [f(V_m, q)] n_p^e)^z}$$

Вираз (3.6) демонструє вплив основних чотирьох факторів на зниження R_e . Співмножник $(1 - P_e n_p^e)$ відображує ступінь зниження R_e внаслідок впливу завад. Перший доданок у знаменнику виражає величину втрат R_e , які зумовлені часом аналізу повідомлення на приймальному кінці та очікування підтвердження на передавальному кінці t_r . Другий доданок обумовлює втрати R_e що викликані можливою дією завад та перевищенням припустимого значення кількості перепитувань z .

Аналіз виразу (3.6) показує, що величина R_e в залежності від енергетичних характеристик сигналів, що приймаються, та n_p має максимум, значення якого залежить від R_0 , V_k , t_r , z , P_e , ε та T_v . Величина R_e визначає реальну пропускну здатність мережевого обладнання і, таким чином, з одного боку, визначає час передачі пакету, а з іншого боку, вплив завад на системні характеристики системи обслуговування. Тим самим, параметр R_e можна вважати одним із основних чинників, що безпосередньо пов'язує параметр навантаження з показниками якості обслуговування. Оптимальне значення довжини пакету $n_{p\text{opt}}$ яке забезпечує можливість досягнення $R_{e\text{max}}$, визначається із рівняння $dR_e/dn_p=0$, яке навіть за умов абсолютної

апаратної надійності має трансцендентний вигляд і у загальному вигляді не має аналітичного вирішення відносно n_p .

На рис.3.3-3.5 наведена залежність швидкості передачі інформації від довжини пакету та енергетичних співвідношень при різних типах модуляції.

Наведені на рис.3.3-3.5 розрахунки отримані при $e = 0,7$.

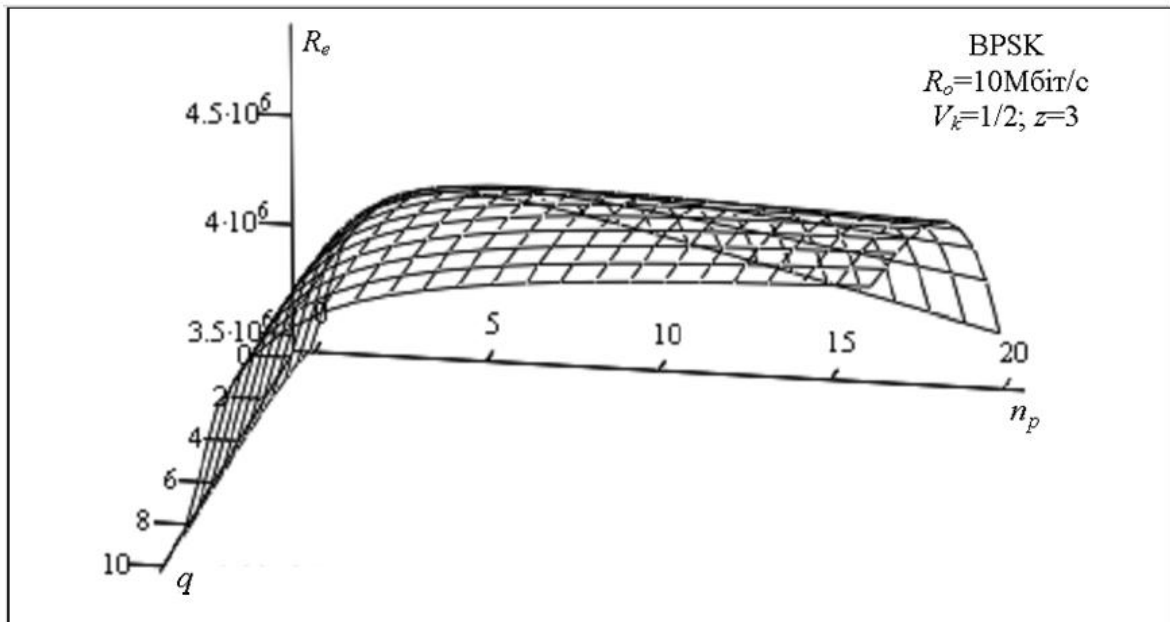


Рисунок 3.3 - Залежність $R_e = f(q, n_p)$ - BPSK

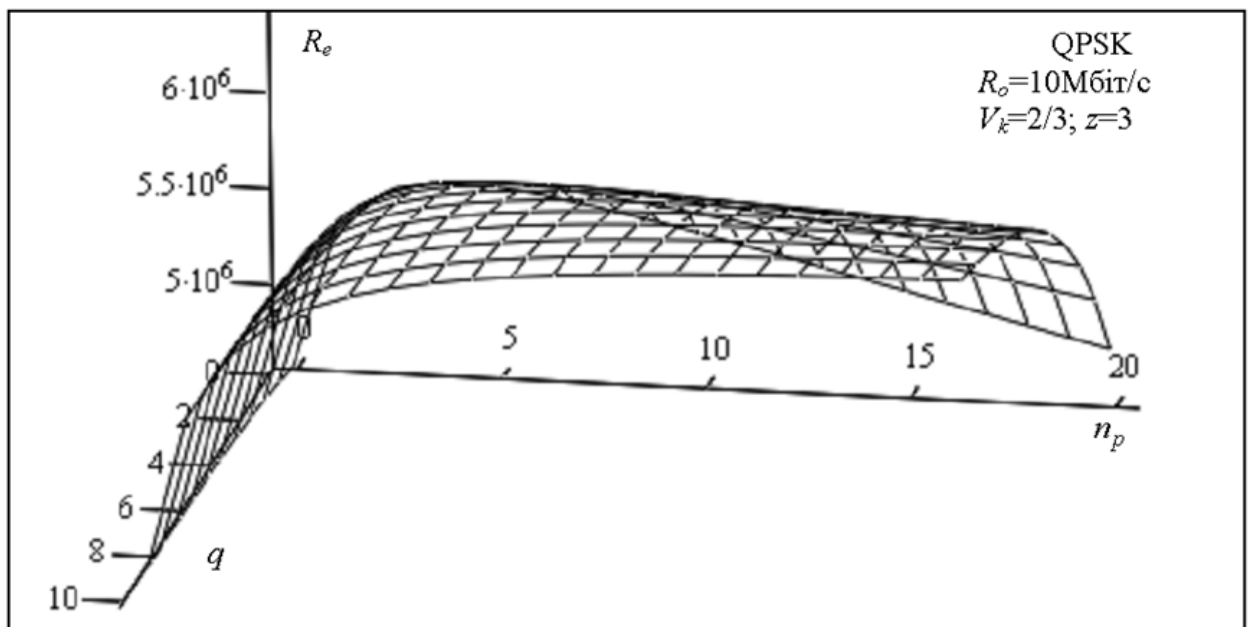


Рисунок 3.4 – Залежність $R_e = f(q, n_p)$ - QPSK

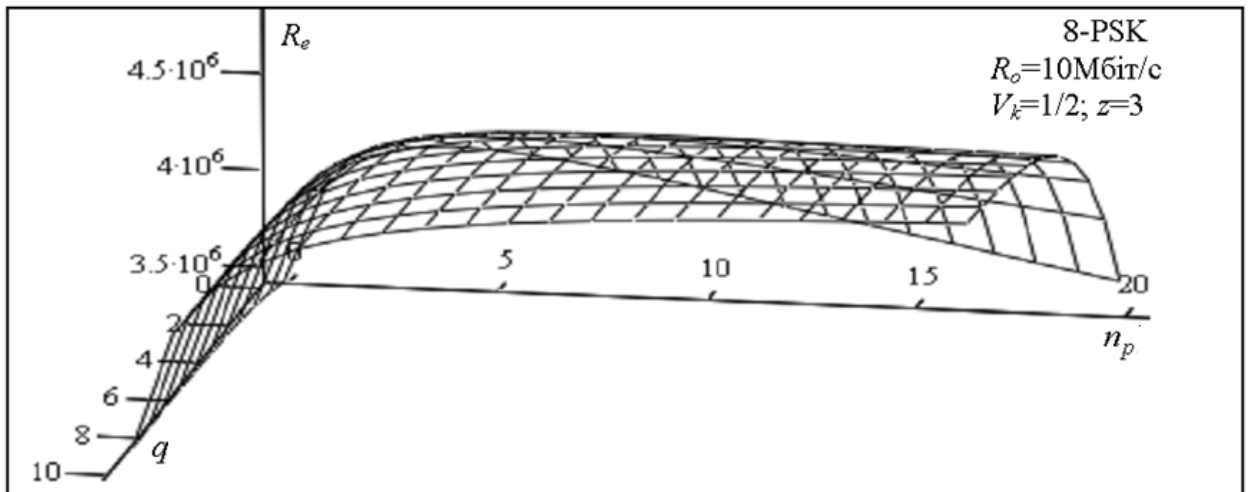


Рисунок 3.5 – Залежність $R_e = f(q, n_p)$ - 8-PSK

Як видно з рис.3.3-3.5, має місце оптимальне значення довжини пакету, яке залежить від енергетичних співвідношень сигналів, що приймаються.

Таким чином, наведені вище розрахунки доводять необхідність розробки алгоритму адаптивного управління MAC-рівнем. Цей алгоритм повинен передбачати аналіз характеристик бездротової середовища передачі даних, повинен дати бездротовому пристрою можливість динамічно міняти різні параметри MAC-рівня у залежності від змін середовища. Як і алгоритм вибору найліпшого вузла доступу, адаптивний алгоритм управління MAC-рівнем намагається знайти оптимальні налаштування для конкретного середовища.

В ситуації, коли кількість підключених до мережі споживачів та пристроїв збільшується, пристрої повинні мати реакцію на зовнішні фактори, роблячи вирішальний вплив на продуктивність [66]. До таких факторів належать, кількість доступних вузлів доступу, загрузка каналів, інтенсивність сигналу та завади від других пристроїв. Безпроводові пристрої повинні адаптуватися до середовища, яке постійно змінюється, зберігаючи оптимальну продуктивність [67, 68].

3.2. Оптимізація довжини інформаційного пакету у пакетних системах передачі даних при дії завад

За звичайних обставин з точки зору техніко-економічної ефективності необхідно прагнути до найбільш повного використання задіяних мережних ресурсів – у першу чергу, пакетних комутаторів, маршрутизаторів і каналів передачі даних, – щоб передавати якомога більші обсяги даних у перерахунку на одиницю вартості задіяного обладнання. Особливо це стосується сучасних телекомунікаційних мереж, що функціонують за стеком протоколів TCP/IP, зокрема, тому що у критичних умовах ймовірність лавиноподібного зростання трафікового навантаження у таких мережах суттєво збільшується. Нажаль, такий феномен як пульсації потоків даних, що завжди існують в пакетних мережах, не дозволяють домогтися якісного обслуговування за умов, коли інформаційне навантаження на обладнання мережі досягає суттєвих рівнів [69-72]. Тому на практиці навіть у добре спроектованих мережах коефіцієнт використання обладнання не перевищує 0,4 (оскільки доводиться резервувати мережні ресурси з метою забезпечення необхідного рівня якості обробки пакетів під час значних пульсацій трафіку).

Робота пакетної мережі може вважатися ефективною, коли кожен її ресурс є суттєво завантаженим, але не перевантаженим. Усвідомлений вибір величини коефіцієнта використання ресурсу з урахуванням тонкої структури умов його застосування має визначальне значення. Величина цього коефіцієнту безпосередньо впливає на розміри черг пакетів до ресурсу та на час затримки пакетів в чергах і, за кінцевим рахунком, на якість надання телекомунікаційних послуг. Тому в процесі удосконалення роботи мережі намагаються знайти розумний компроміс у досягненні таких двох протилежних цілей. З одного боку, прагнуть поліпшити якість обробки трафіку, тобто намагаються знизити затримки в просуванні пакетів та зменшити втрати пакетів. Таке на практиці досягається, головним чином, за рахунок резервування ресурсів, а для цього потрібно мати додаткову незадіяну на даний момент частку пропускної спроможності комутатора. З

іншого боку, намагаються максимально збільшити інформаційне завантаження всіх ресурсів мережі з метою підвищення економічних показників її експлуатації. Компромiс в досягненні вищезазначених цілей, як показує практика, складає основний зміст задачі оптимізації роботи мережі [74-79]. Було досліджено вплив довжини пакетів інформації, що приймаються, на швидкість передачі інформації при наявності можливих помилок передачі на основі (3.3 – 3.6).

На рис. 3.6 та 3.7 наведена залежність швидкості передачі інформації від довжини пакету при різних ймовірностях появи групових помилок.

Як видно з рис.3.6 та 3.7, має місце оптимальне значення довжини пакету, яке залежить від ймовірності появи групових помилок та потенційної швидкості передачі.

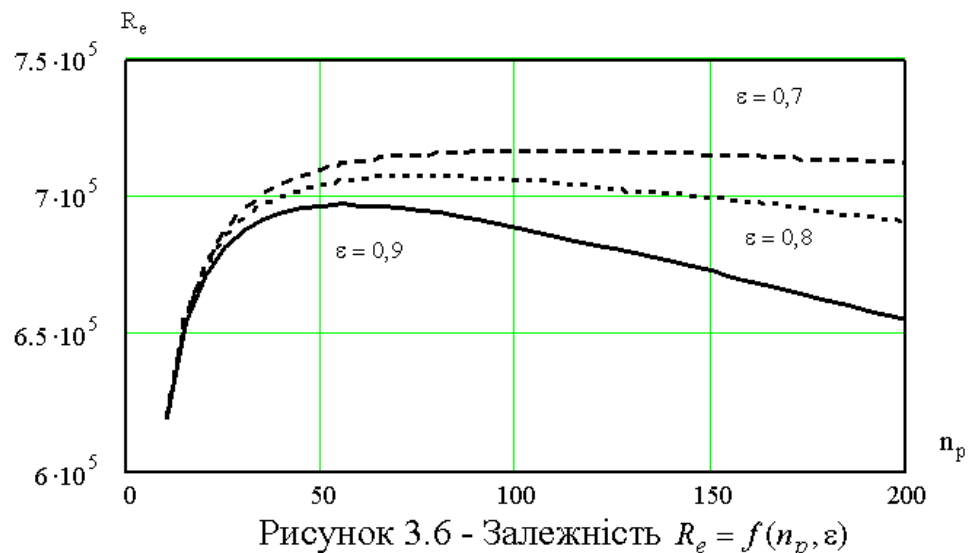


Рисунок 3.6 - Залежність $R_e = f(n_p, \varepsilon)$

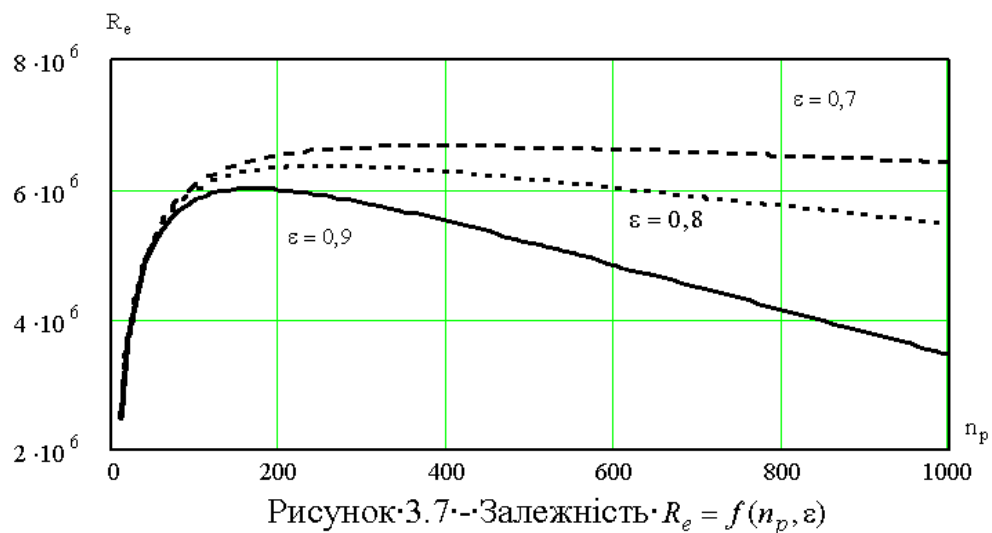


Рисунок 3.7 - Залежність $R_e = f(n_p, \varepsilon)$

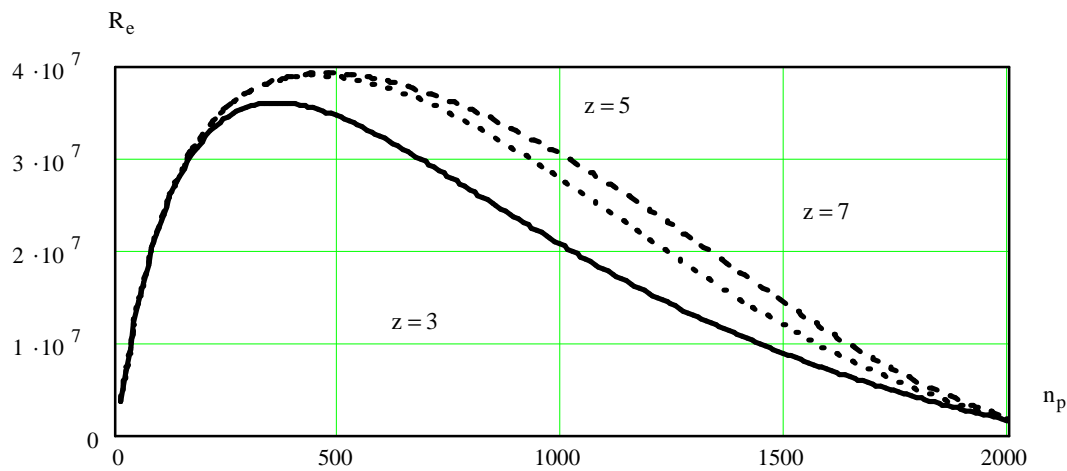


Рисунок 3.8 - Залежність $R_e = f(n_p, z)$

На рис. 3.8. наведено залежність оптимального пакету даних від кількості перезапитувань. Показано, що збільшення кількості перезапитувань збільшує кількість інформації, яка передається у одному пакеті.

На рис. 3.9 показано вплив ймовірності помилки на біт інформації на оптимальну довжину пакету передаваної інформації.

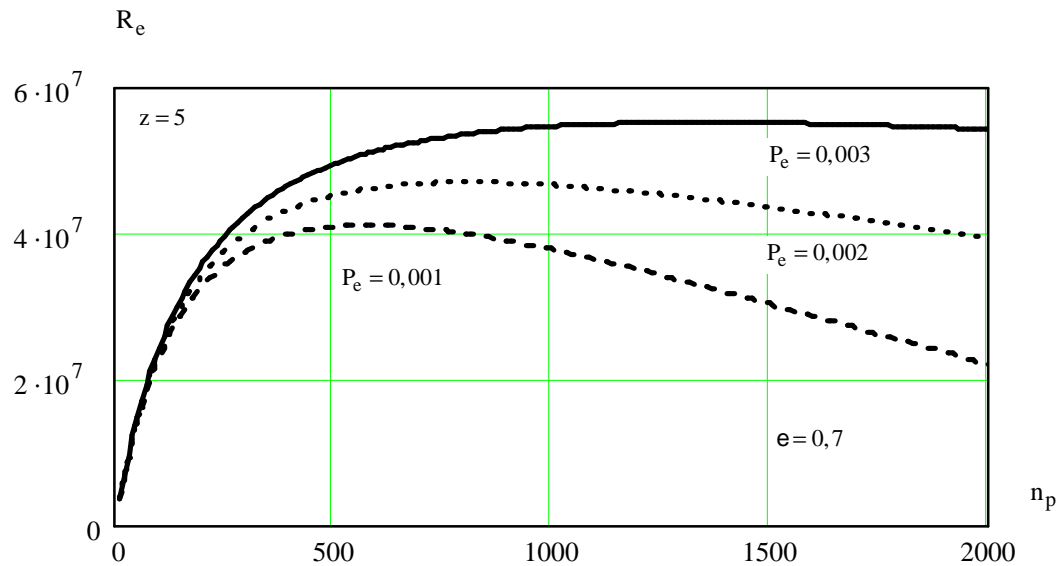


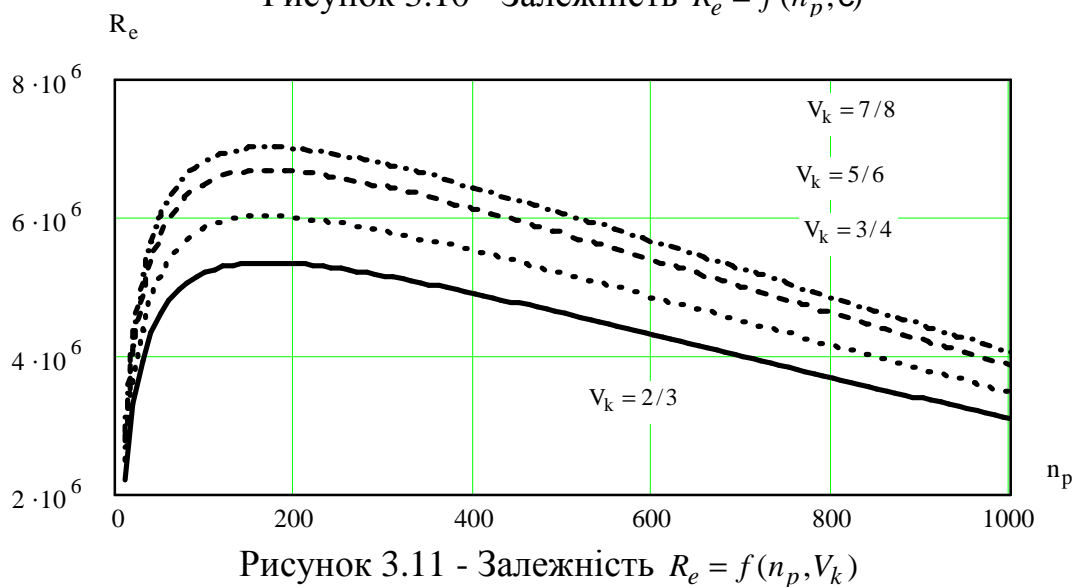
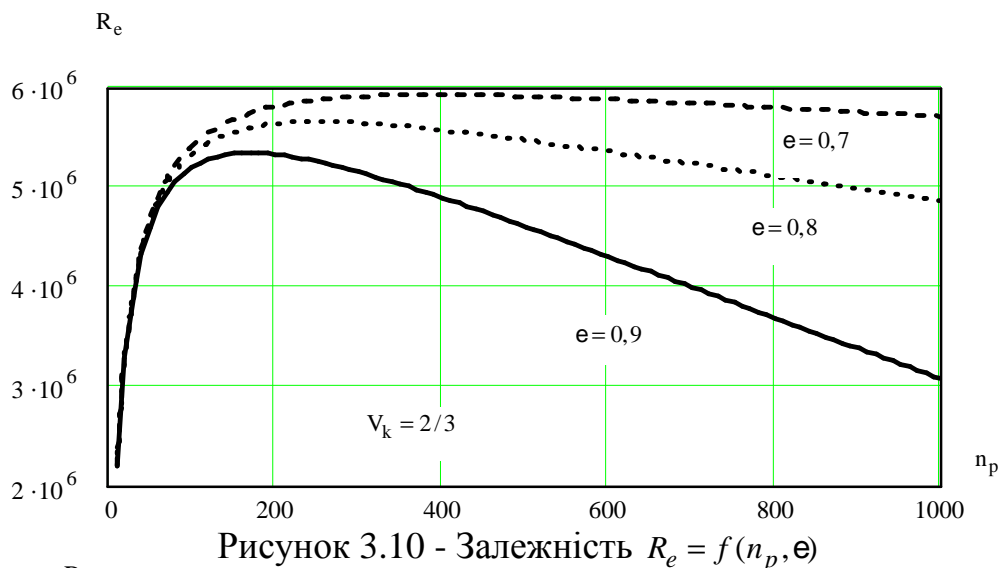
Рисунок 3.9 - Залежність $R_e = f(n_p, P_e)$

Розрахунки (рис. 3.6-3.9) отримані при швидкості кодування $3/4$.

На рис. 3.10 дана залежність оптимальної довжини пакету при зміні швидкості кодування до $2/3$.

Вплив швидкості кодування на оптимальну довжину пакету даних наведено на рис. 3.11.

Таким чином, наведені вище розрахунки дозволяють запропонувати алгоритм адаптивного управління MAC-рівнем. Цей алгоритм повинен передбачати аналіз характеристик бездротового середовища передачі даних, повинен надати бездротовому пристрою можливість динамічно змінювати різні параметри MAC-рівня в залежності від зміни параметрів середовища. Як і алгоритм вибору найкращого вузла доступу, адаптивний алгоритм управління MAC-рівнем намагається знайти оптимальні налаштування для конкретного середовища.



Алгоритм адаптивного управління MAC-рівнем повинен враховувати:

- швидкість передачі, котра визначається цільовим значенням частоти помилкових бітів при заданому відношенні сигнал-шум. При різних швидкостях передачі використовуються різні методи модуляції, тому для підтримки потрібного значення BER дуже важливо правильно вибрати швидкість передачі;

- поріг фрагментації, який визначає розмір MAC-кадрів (з яких складаються пакети), які передають по радіоканалу. Якщо поріг занадто малий, накладні витрати, пов'язані з заголовками MAC- и фізичного рівней, знижують загальну пропускну спроможність, доступну клієнтському пристрою. Якщо поріг занадто великий, MAC-кадри стають вразливими для завад;

- поріг RTS (готовність до передачі), який визначає, потребує чи ні обмін сигналами RTS-CTS перед передаванням MAC-кадру. Обмін кадрами RTS-CTS служить для «резервування» середі передачі перед передаванням кадрів даних, щоб вилучити колізії в середі передачі.

Наприклад, в типовому офісі в одному неліцензованому діапазоні частотного спектра звичайно працює декілька пристроїв. При цьому до кожного вузлу доступу звичайно також підключено декілька бездротових пристроїв. В такій ситуації бездротові пристрої знижують швидкість передачі через збільшення рівня завад в зрівнянні з рівнем сигналу разом використовуємого вузла доступу.

При використанні ж адаптивного алгоритму одночасно зі зниженням швидкості передачі даних знижується і поріг RTS. Це зменшує ймовірність колізій при одночасному передаванні декілька пакетів. Змінюється і поріг фрагментації, щоб встановити найкращий розмір для нових пакетів. Проблема є в тому, щоб визначити оптимальну конфігурацію для множини взаємопов'язаних параметрів. Зміна одного параметра (наприклад, швидкості передачі) впливає на оптимальні значення інших параметрів, наприклад, порога RTS.

Зміна ж одного окремо взятого параметра – взагалі не є кращим способом адаптації бездротового пристрою до постійних змін складної середи. По суті адаптивний алгоритм управління MAC-рівнем намагається знайти набір параметрів, який би забезпечив оптимальну загальну пропускну здібність бездротового пристрою.

Результати аналізу проведених досліджень свідчать, що:

1) ефективна швидкість передачі інформації R_e має (в залежності від n_p) максимальне значення $R_{e_{max}}$, яке із зростанням R_0 зміщується у бік менших значень $n_{p_{opt}}$. Екстремум залежності $R_e=f(n_p)$ тим гостріший, чим більше значення R_0 . Це свідчить про меншу критичність вибору n_p із зменшенням R_0 ;

2) із зменшенням ступеня групування помилок у каналі зв'язку та збільшенням кількості одиничних помилок (тобто, із збільшенням значень ε) значення $n_{p_{opt}}$ падає і, починаючи із області $\varepsilon = 0,6 - 0,7$, мало залежить від ε ;

3) значення припустимої кількості перезапиту (що є критерієм надійності щодо відмов, які виникають внаслідок завад) доцільно обирати $z=3-5$. Менші значення z суттєво знижують R_e ; при більших значеннях z зростає $n_{p_{opt}}$, але при цьому R_e зростає несуттєво;

4) системи з більш високими R_0 для забезпечення можливості реалізації високих значень R_e повинні мати більш досконалі системи виявлення відмов та відновлення після відмов (тобто, домагатися, щоб $T_v \rightarrow 0$);

5) здійснювати спроби в напрямку зменшення втрат пакетів (тобто, зменшення P_p) доцільніше не за рахунок збільшення ємності буферної пам'яті, а за рахунок збільшення пропускну здатності лінії передачі C_k (або R_e).

3.4. Порівняльний аналіз продуктивності систем передачі при оптимізації довжини інформаційних пакетів, що передаються

Проведемо порівняльний аналіз підвищення швидкості передачі інформації у дискретних каналах передачі при адаптивній оптимізації довжини інформаційного пакету, що передається.

Використавши вираз (3.6), можливо розрахувати оптимальну довжину інформаційного пакету, що передається. Однак, протоколи які у теперішній час існують, припускають заздалегідь визначений об'єм інформаційного пакету, що передається. Це обумовлює розбивку інформаційного пакету який визначений протоколом на декілька інформаційних пакетів, об'єм яких, обраний оптимально, та передачею їх у межах визначених протоколом. Все це призведе до збільшення швидкості передачі інформації.

Будемо вважати, що інформаційний пакет, визначений протоколом, має об'єм N . Визначивши реальну швидкість передачі цього інформаційного пакету R_{eN} за виразом (3.6), а також розрахувавши швидкість передачі інформації в залежності від числа інформаційних пакетів L на яке розбивається інформаційний пакет, визначений протоколом, одержимо наступну залежність $m = R_{eN} / R_e(L)$ при виконанні умови передавання усього інформаційного пакету об'ємом N . Тобто покажемо наскільки зростає швидкість передачі інформації при адаптивній оптимізації довжини інформаційного пакету, що передається в залежності від заводової обстановки. Деякі розрахунки наведені на рис. 3.12-3.14.

На рис. 3.12 наведено вигреш у швидкості передачі інформаційного пакету при $N=2000$ в залежності від показника групування помилок ε .

Наведені розрахунки показують суттєвий вплив показника групування

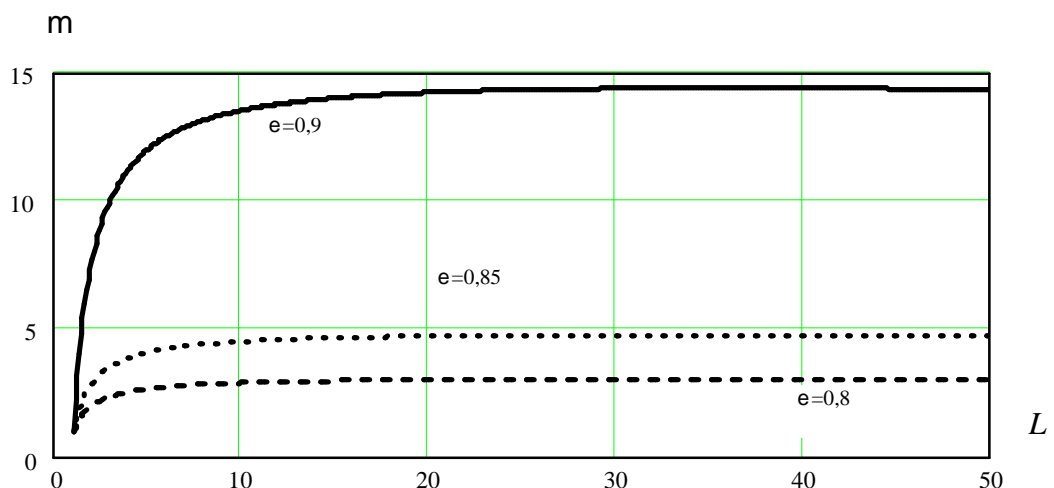


Рисунок 3.12 – Залежність $m = f(L, \varepsilon)$

помилку на швидкість передачі інформації.

На рис. 3.13 наведена залежність виграшу швидкості передачі інформації при оптимізації довжини інформаційного пакету в залежності від швидкості кодування. Як слідує з рис. 3.13 використання оптимальної довжини пакету, що передається, дозволяє збільшити швидкість передачі у десятки разів. При зменшенні швидкості кодування перевага у швидкості передачі збільшується.

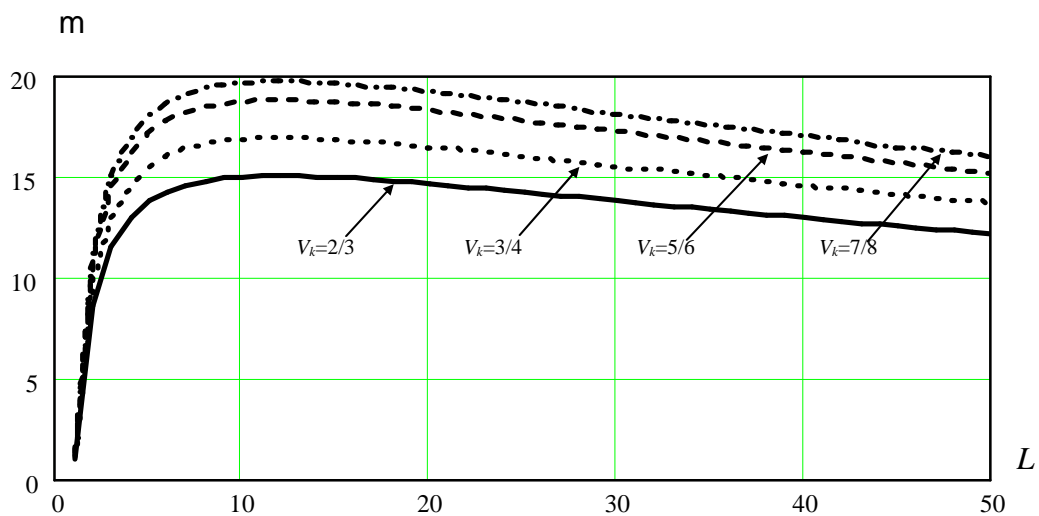


Рисунок 3.13 – Залежність $m = f(L, V_k)$

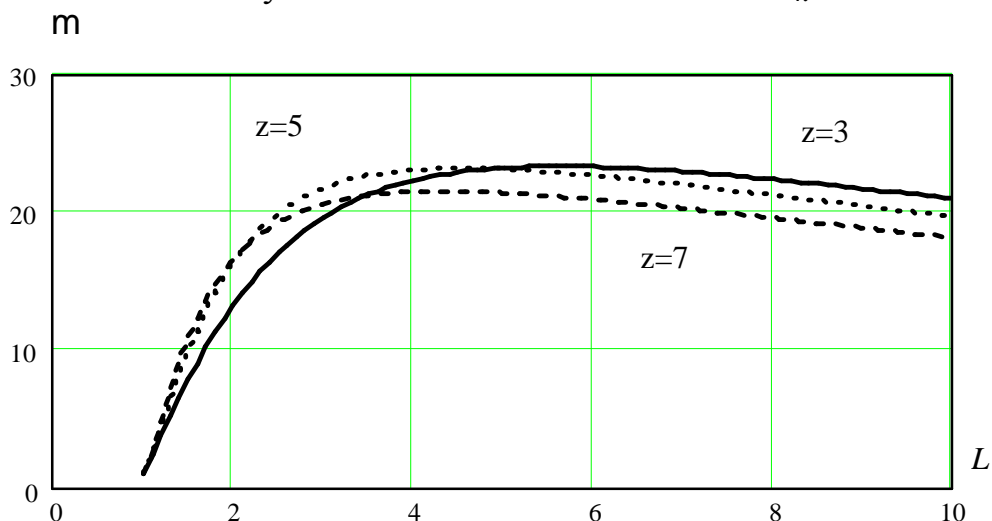


Рисунок 3.14 – Залежність $m = f(L, e)$

На рис. 3.14 наведена залежність виграшу швидкості передачі інформації при оптимізації довжини інформаційного пакету в залежності від кількості перезапитів.

Як впливає з рис. 3.14, при збільшенні кількості перезапитув виграш у швидкості передачі інформаційного пакету зменшується. Крім того зменшується і кількість інформаційних пакетів оптимальних за довжиною.

Розрахунки отримані при $P_e=10^{-3}$, $T_v=5\cdot 10^{-5}$, $t_r=2\cdot 10^{-5}$.

Наведені вище розрахунки дозволяють провести порівняльний аналіз виграшу швидкості передачі інформаційного пакету даних при оптимізації довжини пакету в залежності від оціненої завадової обстановки у каналі передачі.

3.5. Оптимізація розміру фрагмента пакету передачі інформації у мережах радіодоступу при дії завад

Інформаційне забезпечення користувачів у теперішній час неможливо представити без використання локальних бездротових мереж. Використання окремої процедури доступу мобільних станцій до бездротового середовища вносить свої особливості при оптимізації довжини інформаційного пакету, що передається. У цьому випадку потрібно казати про оптимізацію фрагменту передачі інформації [80, 81].

Розглянемо питання оптимізації довжини фрагмента пакету передачі інформації у мережах радіодоступу при дії завад.

3.5.1. Коротка характеристика функції розподіленої координації у бездротових технологіях

Підвищення продуктивності систем та мереж можна досягти за допомогою збільшення пропускної здатності. Однак це не завжди можливо. Наявність шумових і імпульсних завад істотно знижує пропускну здатність інформаційної мережі (ІМ). Для зниження негативного впливу завад на характеристики ІМ можна розбивати пакет переданого повідомлення на оптимальні фрагменти і здійснювати передачу інформації по фрагментах. Це дозволяє підвищити пропускну здатність ІМ за рахунок повторення передачі, при появі помилки передачі, не всього пакета, а тільки фрагмента, в якому виявлено помилку. Однак передача всього пакету інформації за фрагментами

призводить до необхідності передачі додаткової інформації, що, природно, знижує пропускну здатність ІМ. Отже, пошук оптимального розміру фрагмента, який дозволить підвищити пропускну здатність ІМ при наявності завад, з метою зниження впливу завад на пропускну здатність ІМ. є дуже актуальною задачею.

Будемо вважати, що у інформаційній мережі реалізовано функцію розподіленої координації (Distributed Coordination Function, DCF).

DCF, як відомо, забезпечує змагання за середовище передачі між станціями, що мають фрейми для передачі. Ця функція ґрунтується на методі колективного доступу з виявленням несної й механізмом запобігання колізій (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance, CSMA/CA). При такій організації кожний вузол, перш ніж почати передачу, «прослуховує» середовище, намагаючись виявити несний сигнал, і тільки за умови, що середовище вільне, може почати передачу даних.

Однак у цьому випадку велика ймовірність виникнення колізій, коли два або більше вузли мережі одночасно почнуть передавати дані, вирішивши, що середовище вільне. Для зниження ймовірності виникнення подібних ситуацій, використовується механізм запобігання колізій СА (Collision Avoidance). При цьому кожний вузол мережі, переконавшись, що середовище вільне, перш ніж почати передачу, очікує протягом певного проміжку часу. Цей проміжок є випадковим і складається з обов'язкового проміжку DIFS (DCF Interframe Space) і обираного випадковим чином проміжку зворотного відліку (Backoff time). У результаті кожний вузол мережі перед початком передачі очікує протягом випадкового проміжку часу, що значно знижує ймовірність виникнення колізій, оскільки ймовірність того, що два вузли мережі будуть очікувати протягом того самого проміжку часу, надзвичайно мала.

Розглянутий алгоритм реалізації колективного доступу до середовища передачі даних гарантує рівноправний доступ всіх вузлів мережі до середовища. Але при такому підході ймовірність виникнення колізій хоча й

мала, але все-таки існує. В методі DCF для мінімізації колізій використовується наступний алгоритм. Після кожного успішного прийому кадру приймаюча сторона через короткий проміжок SIFS (Short Interframe Space) підтверджує успішний прийом, посылаючи кадр ACK (ACKnowledgement). Якщо в процесі передачі даних виникла колізія, то передавальна сторона не одержує кадр ACK, що свідчить про успішний прийом. Таким чином, для кожної i -ї передачі (якщо всі попередні виявилися безуспішними) розмір CW-вікна збільшується за наступним правилом: $CW_i = CW_{i-1} + 1$.

Отже, збільшення розміру вікна відбувається динамічно, у міру росту числа колізій, що дозволяє, з одного боку, зменшити часові затримки, а з іншого – знизити ймовірність виникнення колізій.

Необхідно враховувати й розмір кадру даних. Якщо кадри даних будуть занадто великими, то при виникненні колізій доведеться повторно передавати великий обсяг інформації, що приведе до зниження продуктивності мережі. Крім того, при великому розмірі кадрів дані вузли мережі змушені простоювати протягом досить тривалого часу, перш ніж почати передачу.

У той же час використання кадрів даних невеликого розміру хоча й дозволяє гарантувати рівноправний доступ усіх вузлів до середовища передачі даних і мінімізує витрати при виникненні колізій, але негативно відбивається на корисному мережевому трафіку. Кожний кадр поряд з корисною інформацією містить інформацію службову (заголовок кадру). При зменшенні розміру кадру скорочується величина саме корисної інформації (користувальницьких даних), що обумовлює передачу надлишкової кількості службової інформації. Від правильного вибору розміру кадру залежить ефективність використання середовища передачі даних.

Розглянутий механізм регламентування колективного доступу до середовища передачі даних має одне вузьке місце - так звану проблему прихованих вузлів. Через наявність природних перешкод можлива ситуація,

коли два вузли мережі не можуть "чути" один одного прямо. Такі вузли називають прихованими.

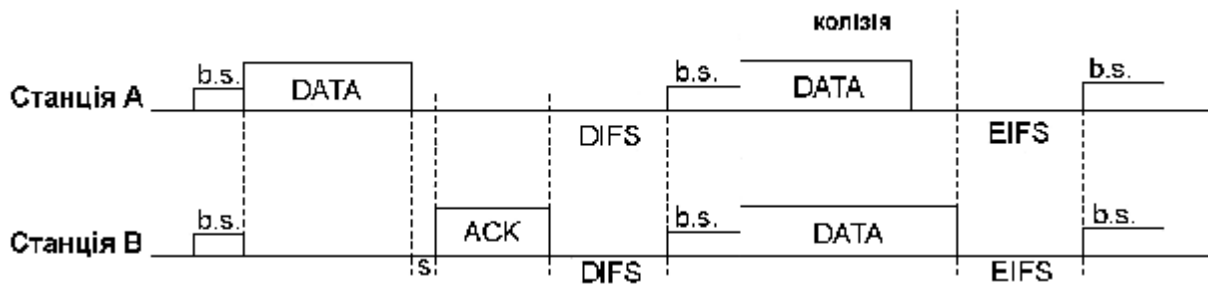
Проблема прихованих вузлів у DCF вирішується з використанням алгоритму RTS/CTS.

У відповідності з алгоритмом RTS/CTS кожний вузол мережі, перед тим як послати дані "в ефір", спочатку відправляє спеціальне коротке повідомлення RTS (Ready To Send) і означає готовність цього вузла до відправки даних. Таке RTS-повідомлення містить інформацію про тривалість майбутньої передачі і про адресата та доступне всім вузлам у мережі (якщо тільки вони не приховані від відправника). Це дозволяє іншим вузлам затримати передачу на час, рівний оголошеній тривалості повідомлення. Приймаюча станція, одержавши сигнал RTS, відповідає посиленням сигналу CTS (Clear To Send), що свідчить про готовність станції до прийому інформації. Після цього передавальна станція посилає пакет даних, а приймаюча станція повинна передати кадр ACK, що підтверджує безпомилковий прийом.

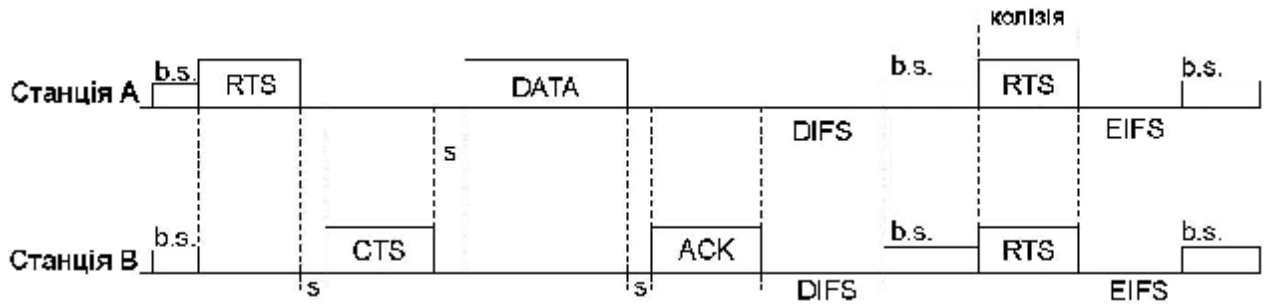
3.5.2. Аналіз схеми механізму передачі DCF в умовах високого навантаження

Розглянемо особливості схеми DCF, що проявляються в умовах високого навантаження і відсутності прихованих станцій [82].

У режимі розподіленого керування (схема DCF) інформаційні пакети передаються в загальному випадку двома способами. Короткі пакети, довжина яких не перевищує деякої межі \bar{N} , передаються за допомогою механізму базового доступу. При цьому механізмі, показаному на рис. 3.15(a) 2.13,а, станція, що успішно прийняла фрейм DATA, що містить інформаційний пакет, через короткий часові інтервал τ_s (SIFS) негайно відповідає позитивним підтвердженням ACK.



а) механізм DCE базового доступу



б) механізм RTS/CTS

Позначення: s – SIFS, b.s. – слоти затримки

Рисунок 3.15 – Механізм базового доступу і механізм RTS/CTS

Для пакетів з довжиною, більшою \bar{N} , використовується механізм Request-To-Send/Clear-To-Send (RTS/CTS). У цьому випадку (рис. 3.15,б) передача фрейму DATA випереджається запитом на передачу (RTS), направленим до приймаючої станції, що через часовий інтервал τ_s відповідає фреймом дозволу CTS. І тільки після одержання фрейму CTS передається фрейм DATA, що підтверджується фреймом ACK. Таким чином, значення \bar{N} обирається в результаті розумного компромісу між накладними витратами механізму RTS/CTS, що полягають у передачі двох додаткових фреймів RTS і CTS, і виграшем у тривалості колізії. Як видно з порівняння рис. 3.15(а) і 3.15(б), тривалість колізії при базовому доступі визначається максимальною довжиною фреймів DATA, що беруть участь у колізії, а при використанні механізму RTS/CTS вона дорівнює тривалості передачі короткого фрейму RTS.

Після завершення спроби передачі чергового пакета станція переходить у стан затримки через інтервал τ_d (DIFS), якщо спроба була успішною (тобто колізія була відсутня й всі фрейми, що належать до даного пакета, були передані коректно, без перекручування завадами), або τ_e (EIFS) - при невдалій спробі. При цьому лічильник затримки встановлюється в початкове значення b , що називається часом затримки, вимірюється в слотах затримки тривалістю τ_c і рівноймовірно обирається з множини $(0, \dots, w - 1)$. Значення w називають конкурентним вікном, залежить воно від значення n_r числа здійснених спроб передачі поточного пакета:

$$w = W_i = W_0 \times 2^{n_r} \text{ при } n_r < m \text{ і } w = W_m \text{ при } n_r \geq m, \quad (2.10)$$

$$(3.7)$$

де $W_m = W_0 \times 2^m$ - максимальне конкурентне вікно.

У процесі передачі поточного пакета станція для кожного променя підраховує число невдалих спроб передачі коротких (n_s) і довгих (n_l) фреймів. Нехай станція передала фрейм DATA з пакетом, довжина якого менше або дорівнює \bar{N} , або фрейм RTS. Тоді, якщо протягом тайм-ауту, рівного t_e , надійде відповідний коректний фрейм, відповідно ACK або CTS, то значення лічильника n_s обнуляється, а інакше значення n_s збільшується на одиницю. Аналогічно значення лічильника n_l обнуляється або збільшується на одиницю у випадках відповідно прийому або відсутності (протягом тайм-ауту) коректного фрейму ACK, що підтверджує успішну передачу фрейму DATA з пакетом, довжина якого більше \bar{N} . Якщо значення кожного з лічильників n_s і n_l досягає деяких граничних значень відповідно N_s і N_l , то поточний пакет відкидається і (через ситуацію насичення) обирається наступний пакет для передачі з обнуленням значень n_r , n_s і n_l .

Відлік інтервалу затримки для променя станція веде тільки при вільному каналі: значення лічильника зменшується на одиницю тільки в тому випадку, якщо протягом попереднього слота канал був вільний. При досягненні

лічильником нульового значення станція починає передачу. Відлік слотів затримки припиняється, коли канал стає зайнятий, і наступного разу лічильники затримки зменшуються тільки тоді, коли канал виявиться вільним протягом $t_c + t_d$ або $t_c + t_e$, якщо остання передача по каналу була відповідно успішною або невдалою. Розглянемо слот, який йде безпосередньо після інтервалу t_d , що завершує успішну передачу для деякого променя A . На початку цього слота значення лічильника затримки для променя A дорівнює b , а лічильники затримки інших променів залишаються на тих же значеннях, що й до початку передачі для променя A . Таким чином, цей слот є неконкурентним: протягом нього може вести передачу тільки станція A , якщо тільки час затримки b виявляється рівним нулю (ситуація миттєвого повтору передачі). Відповідно, спроби передач, виконувані в результаті миттєвого повтору, назовемо миттєво повторюваними спробами, відрізняючи їх від інших, звичайних спроб. Таким чином, станція для променя A може провести цілу серію передач, миттєво повторюючи їх, причому жодна з цих миттєво повторюваних спроб не зазнає колізії через відсутність конкуренції з боку інших променів. Аналогічно на початку слота, що слідує безпосередньо після інтервалу t_e , який завершує колізію декількох променів, тільки ці промені можуть передаватися, миттєво повторюючи свої спроби.

Надалі обмежимося обліком миттєвих повторів тільки після завершення успішної передачі, нехтуючи такими повторами після невдалих спроб. При цьому зміниться правило вибору часу затримки b : після успішної передачі b , рівноймовірно обирається з множини $(0, \dots, W_0 - 1)$, а після будь-якої невдалої спроби - з множини $(0, \dots, w - 1)$, де w залежить від n_r . Таким чином, після невдалої спроби (включаючи часовий інтервал t_e) завжди слідує «порожній» слот затримки, по закінченні якої починається конкурентний слот, коли станція може почати передачу для променя.

3.5.3 Оцінка пропускну́ї здатності мережі радіодоступу

Розглянемо бездротову мережу (БМ), у якій БС формує M променів для доступу користувачів та працює у режимі високого навантаження. Статистична однорідність променів полягає в однаковому ймовірнісному розподілі $\{P_l, l = l_{\min}, \dots, l_{\max}\}$ довжин пакетів, що обираються станцією для кожного променя із черги.

Дотримуючись підходу [82], загальний час роботи досліджуваної БМ розіб'ємо на неоднорідні віртуальні слоти так, що на початку кожного з променів станція зменшує на одиницю свій лічильник затримки й може почати передачу, якщо значення її лічильника досягає нуля. Такий віртуальний слот може являти собою: а) «порожній» слот, у який для жодного з променів станція не веде передачу; б) «успішний» слот, у який станція веде передачу тільки за одним променем; в) «колізійний» слот, коли передача ведеться за двома й більше променями.

Припустимо, що ймовірність початку передачі станцією за даним променем в даному слоті не залежить від передісторії та від поведінки інших променів і дорівнює значенню P_n для всіх променів. Тоді ймовірності того, що довільно обраний віртуальний слот буде «порожнім» (P_p) – варіант 1, «успішним» (P_s) – варіант 2 або «колізійним» (P_c) – варіант 3, визначаються виразами:

$$P_p = (1 - P_n)^M, P_s = MP_n(1 - P_n)^{M-1}, P_c = 1 - P_p - P_s. \quad (3.8)$$

Виходячи з формули (3.8), ймовірності, що слот буде «порожнім», «колізійним» чи «успішним», залежить від кількості статистично однорідних станцій і ймовірності початку передачі даною станцією в даному слоті.

Таким чином, шукана пропускна здатність C визначається за формулою:

$$C = \frac{P_s \times n_b}{P_p \times T_c + P_s \times T_s + P_c \times T_c}, \quad (3.9)$$

де T_s - середня тривалість «успішного» слота; T_c - середня тривалість «колізійного» слота; n_b - середнє число байт інформації, успішно переданих протягом «успішного» слота.

Тривалість «колізійного» слота складається із числа фреймів, залучених до колізії, плюс інтервал t_e , плюс «порожній» слот затримки t_c , що (відповідно до прийнятого припущення) завжди завершує невдалу спробу передачі. Нехтуючи ймовірністю колізії трьох і більше фреймів, одержуємо наступну формулу для середньої тривалості «колізійного» слота [1]:

$$T_c = \sum_{l=l_{\min}}^{\bar{N}} t_p(l) \times \hat{P}_l + 2 \times \sum_{k=l_{\min}}^{\bar{N}-1} \hat{P}_k + \sum_{k=\bar{N}+1}^{l_{\max}} \hat{P}_k \times t_{rts} + \sum_{l=\bar{N}+1}^{l_{\max}} \hat{P}_l \times t_e + t_c + t_r, \quad (3.10)$$

де: $t_p(l) = \tau_z + l/R_e$ – час передачі фрейма DATA, що містить пакет довжиною l і заголовок, який передається протягом часу τ_z ; τ_{rts} – час передачі фрейма RTS, причому $\tau_{rts} < \tau_z$; t_r – час поширення сигналу, однаковий для всіх пар станцій; \hat{P}_l – ймовірність того, що здійснена звичайна спроба передачі пов'язана з пакетом довжиною l .

Розподіл $\{\hat{P}_l, l = l_{\min}, \dots, l_{\max}\}$ відрізняється від $\{P_l, l = l_{\min}, \dots, l_{\max}\}$, тому що число спроб, здійснюваних для передачі того ж самого пакета, у середньому тим більше, чим довший пакет, через більшу ймовірність переключування відповідного фрейму DATA завадами.

На початку «успішного» слота одна станція ініціює звичайну спробу передачі деякого пакета довжиною l , причому ця спроба завершиться успішною передачею пакета з ймовірністю $P_h(l)$, якщо жоден із фреймів, якими обмінювалися передавальна й приймаюча станції протягом даного процесу, не переключений завадами, тобто

$$P_h(l) = [1 - P_d(l)] \times (1 - P_a) \text{ при } l \leq \bar{N}, \quad P_h(l) = [1 - P_d(l)] \times (1 - P_r) \times (1 - P_a)^2 \text{ при } l > \bar{N}$$

де $P_d(l)$ – ймовірність перекручування завадами фрейма DATA з пакетом довжиною l ; P_r – ймовірність перекручування завадами фрейма RTS; P_a – ймовірність перекручування CTS і ACK, що мають однаковий формат.

Середня тривалість «успішного» слота, та середнє число байт інформації n_b , успішно переданих протягом «успішного» слота, визначаються за наступними виразами [***]:

$$T_S = t_c + T_S^0 + \frac{P_h^0 \times P_0^{-l} \times T_S^l}{1 - P_h^l \times P_0^{-l}}; \quad (3.11)$$

$$n_b = \underset{l=l_{\min}}{\overset{l_{\max}}{\mathbf{a}}} l \times P_h(l) \times \hat{P}_l + \frac{P_h^0 \times P_0^{-1}}{1 - P_h^1 \times P_0^{-1}} \times \underset{l=l_{\min}}{\overset{l_{\max}}{\mathbf{a}}} l \times P_h(l) \times P_l, \quad (3.12)$$

де P_h^0 і T_S^0 значення ймовірності $P_h(l)$ й тривалості $T_S(l)$, усереднені відповідно до розподілу $\{\hat{P}_l\}$, P_h^1 і T_S^1 значення ймовірності $P_h(l)$ й тривалості $T_S(l)$, усереднені відповідно до розподілу $\{P_l\}$, P_0^{-1} - ймовірність ініціалізації передачі наступного пакету.

Таким чином, використавши вирази (3.12), (3.11) та (3.10), можливо оцінити пропускну здатність C БМ при умові, що відомі ймовірність початку передачі та імовірні розподіли $\{\hat{P}_l\}$.

Наявність флуктуаційних завад у каналі зв'язку призводить до перекручування окремих бітів інформації з ймовірністю P_e , що призводить до наявності ймовірностей $P_d(l)$, P_r та P_a . Для зниження впливу завад можливо розбивати пакети, розмір яких більше деякого порогу фрагментації N_f , на фрагменти, розмір кожного з яких дорівнює n_{opt} . При цьому n_{opt} обирається так, що число фрагментів інформаційних пакетів було цілим. У цьому разі, пакет передається у вигляді ланцюжка фреймів DATA, що містять послідовні фрагменти перемешовуванні відповідними фреймами ACK, а також короткими міжфреймовими часовим проміжками t_s . При пошкодженні деякого фрагмента станція переходить у стан затримки і

повторна передача почнеться саме із цього фрагмента, а не з початку всього пакета. Таким чином, у загальному випадку процес передачі пакета можна представити у вигляді одного або декількох ланцюжків фреймів, що передаються безупинно. Посилка фрейму DATA із фрагментом, що є першим у ланцюжку й перевищує по довжині границю N_f , випереджається посилкою фрейму RTS і одержанням фрейму дозволу на передачу CTS.

Для пропускної здатності й у випадку фрагментації залишається справедливими вирази (3.9) та (3.8).

Для розрахунку пропускної здатності мережі з фрагментованими пакетами з оптимальною довжиною, отримаємо складові виразу (3.9).

Дослідимо середню тривалість слотів. Пов'яжемо кожну спробу передачі з парою (l, k) , де l - довжина пакета, до якої належить цей ланцюжок, а $k+1$ - число фрагментів цього пакета, які залишилися передати, причому $k = \overline{0, K}$, де $K = \bar{N} / n_{opt}$. Позначимо також через r_{lk} довжину фрагмента пакету, переданого при даній спробі. Нехай ймовірність того, що довільно обрана спроба передачі пов'язана з конкретною парою (l, k) , дорівнює \hat{P}_{lk} . Тоді середня тривалість «колізійного» слота перетвориться у випадку фрагментації до вигляду

$$T_c = \sum_{r=r_{\min}}^{\min(\bar{N}, N_f)} t_d(r) \cdot P_r^* \cdot \left\{ P_r^* + 2 \cdot \left(\sum_{k=r_{\min}}^{r-1} P_r^* + \sum_{k=N_f+1}^{N_f} P_k^* \right) \right\} + \tau_g + \tau_c + t_r \quad (3.13)$$

де $r_{\min} = \min\{1 - K(l)N_f, l = \overline{l_{\min}, l_{\max}}\}$, P_r^* - ймовірність того, що при даній звичайній спробі передається ланцюжок, довжина першого фрагмента якого дорівнює r , тобто

$$P_r^* = j(r) = \sum_{k=k_{\min}(r)}^{k_{\max}(r)} \hat{\mathbf{a}}_{kN_f+r, r}, r < N_f; P_{N_f}^* = 1 - \sum_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} \hat{\mathbf{a}}_{l, r_l^0} + j(N_f), \quad (3.14)$$

де $k_{\min}(r)$ - найменше ціле число, більше або рівне $(l_{\min} - r)/N_f$, $k_{\max}(r)$ - ціла частина відношення $(l_{\max} - r)/N_f$.

На початку «успішного» слота одна й тільки одна станція здійснює спробу передачі, що з імовірністю \hat{P}_{lk} пов'язана з парою (l, k) , тобто успішною передачею всього пакета l , з імовірністю

$$P_h(l, k) = A_1(r_{lk}^1) [1 - \xi(N_f)]^k [1 - \xi(r^0)], \quad (3.15)$$

де ξ_{rc} - ймовірність пошкодження пакету при передачі, $A_1(r_{lk}^1) = x_{rc}$ при $r_{lk}^1 > \bar{N}$ і $A_1(r_{lk}^1) = 1$ при $r_{lk}^1 \leq \bar{N}$.

Середня тривалість спроби передачі залишку пакету, який описується парою (l, k) , складає:

$$\begin{aligned} t_S(l, k) = & (t_{ASK} + t_s + t_r) A_1(r_l^0) \cdot \left[\sum_{e=0}^k \xi_e - x_d(r_l^0) \sum_{e=0}^k \xi_e - x(N_f) \sum_{e=0}^k \xi_e + \xi_e - x_d(N_f) \sum_{e=0}^{k-1} \xi_e (1 - x(N_f))^i \right] \cdot \sum_{p=0}^k \xi_p + \\ & + \xi_d(r_l^0) + t_s + t_r \sum_{e=0}^k A_1(r_{lk}^1) \cdot \xi_e - x(N_f) \sum_{e=0}^k \xi_e + \xi_d(N_f) + t_s + t_r \sum_{e=0}^k \\ & \cdot A_1(r_{lk}^1) \sum_{i=0}^{k-1} (1 - x(N_f))^i + A_1(r_{lk}^1) + P_h(l, k) + [1 - P_h(l, k)] \cdot \xi_e \end{aligned} \quad (3.16)$$

При успішному завершенні процесу передачі станція вибирає з черги наступний пакет, довжина якого дорівнює l , з імовірністю P_l , і з імовірністю P_0 може миттєво розпочати його передачу. Таким чином, формула (3.16) визначає середню тривалість успішного слота у випадку фрагментації. Середнє число байт n_b , успішно переданих протягом «успішного» слота, набуває вигляду

$$n_b = \sum_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} \sum_{k=0}^{K(l)} l \cdot P_h(l, k) \cdot \hat{P}_{lk} + \frac{P_h^0 \cdot P_0^{-1}}{1 - P_h^0 \cdot P_0^{-1}} \times \sum_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} l \cdot P_h(l, K(l)) \cdot P_l, \quad (3.17)$$

причому в цих формулах P_h^n і T_s^n $n=0,1$ – усереднені значення ймовірності успіху й тривалості спроби передачі відповідно при першій спробі ($n=0$) і при наступних, миттєво повторюваних спробах, тобто

$$P_h^0 = \mathop{\text{a}}_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} \mathop{\text{a}}_{k=0}^{K(l)} l \times P_h(l, k) \times \hat{P}_{lk}, \quad T_s^0 = \mathop{\text{a}}_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} \mathop{\text{a}}_{k=0}^{K(l)} t_s(l, k) \times \hat{P}_{lk}, \quad (3.18)$$

$$P_h^1 = \mathop{\text{a}}_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} \mathop{\text{a}}_{k=0}^{K(l)} P_h(l, K(l)) \times P_l, \quad T_s^1 = \mathop{\text{a}}_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} \mathop{\text{a}}_{k=0}^{K(l)} t_s(l, K(l)) \times P_l, \quad (3.19)$$

де P_h^0 , T_s^0 – ймовірність та час передачі усіх фрагментів пакетів, крім останнього, P_h^1 , T_s^1 – ймовірність та час передачі останнього фрагмента пакета.

Проаналізуємо ймовірність передачі. Розглянемо процес передачі пакета довжиною l деякою станцією. Після вибору цього пакета із черги можливі наступні варіанти початку процесу його передачі: l_k , $k = \overline{0, K(l)}$, на які розпадається варіант 1, тобто при варіанті 1 k станція миттєво починає передачу, але ця передача невдала через пошкодження завадами або фрейму DATA, що містить $(K(l) - k + 1)$ – фрагмент пакета, або відповідного фрейму АСК. Ймовірності варіантів

$$P_{1k}(l) = (1 - \bar{P}_{rej}) \times P_0^{-1} \times A_1(N_f) \times \mathbf{x}(N_f) \times (1 - \mathbf{x}(N_f))^{K(l)-k}, \quad (3.20)$$

$$P_{10}(l) = (1 - \bar{P}_{rej}) \times P_0^{-1} \times A_1(r_{l, K(l)}^1) \times \mathbf{x}(r_l^0) \times (1 - \mathbf{x}(N_f))^{K(l)} \quad (3.21)$$

$$P_2(l) = (1 - \bar{P}_{rej}) \times P_0^{-1} \times \frac{e-1}{e} - A_1(r_{l, K(l)}^1) \times \frac{1}{e} \quad (3.22)$$

Завдання полягає в знаходженні ймовірності $P_{lj}^*(i)$ того, що протягом розглянутого процесу передачі пакета довжиною l , що починається відповідно до варіанта j , відбувається i звичайних спроб, а також знаходженні ймовірності відмови $P_{rej}^*(l, j)$ в передачі пакета довжиною l за

умови варіанта j початку цієї передачі. Крім того, потрібно знайти для кожної пари (l, k) середнє число f_{lk} спроб передачі залишку пакета, описуваного цією парою. Це число визначається ймовірністю \hat{P}_{lk}

$$\hat{P}_{lk} = P_l \times f_{lk} / \sum_{u=l_{\min}}^{l_{\max}} \sum_{v=0}^{K(u)} P_u \times f_{uv}, \quad l = \overline{l_{\min}, l_{\max}}, k = \overline{0, K(l)} \quad (3.23)$$

У випадку $l \in L_f$, пакет не фрагментується, тобто $K(l) = 0$, тому $P_{lj}^*(i) = P_{lj}(i)$, $P_{rej}^*(l, j) = P_{rej}(l, j)$ і $f_{l0} = f(l)$. Аналогічно для $l > N_f$, маємо $P_{l,1_0}^*(i) = P_{l1}(r_l^0)$ й $P_{rej}^*(l, 1_0) = P_{rej}(r_l^0, 1)$.

У процесі передачі фрагментованого пакета довжиною $l > N_f$ спроби передачі залишку, описуваного парою (l, k) , $k = \overline{0, K(l) - 1}$, можуть відбуватися тільки в тому випадку, коли:

- 1) всі попередні фрагменти $1, \dots, K(l) - k$ були успішно передані;
- 2) при першій спробі передачі фрагмента $(K(l) - k + 1)$, що розпочинає даний залишок, відбулося пошкодження завадами або фрейму DATA, що містить цей фрагмент, або відповідного фрейму ACK. Тому ймовірність $P_{lj}^*(i)$ для $l > N_f$ й $j \neq 1_0$ знаходиться наступним рекурентним способом:

$$P_{lj}^*(i) = 1(i \in \overline{i_{mj}^*}) \times P_{N_{f,j}}^r(i) + \sum_{h=1}^{\min(i, \overline{i_{mj}^*})} P_{L_{f,j}}^S(h) \times G_{K_{lj}}(l, i - h) \quad (3.24)$$

де при $k > 0$

$$G_k(l, i) = \begin{cases} \frac{1}{e} - \alpha(N_f) \times G_{k-1}(l, i) + 1(0 \in i \in \overline{i_{m1}}) \times \alpha(N_f) \times \\ \times P_{N_{f,1}}^r(i) + 1(i > 0) \sum_{h=1}^{\min(i, i_{m1})} P_{L_{f,1}}^S(h) \times G_{k-1}(l, i - h) \end{cases}, \quad (3.25)$$

$$G_0(l, i) = 1(i=0) \left(1 - x(r_l^0)\right) + 1(0 \notin i \in i_{m1}(r_l^0)) \times x(r_l^0) \times P_{r_l^0, 1}(i) \quad (3.26)$$

$j^* = j$ і $K_{lj} = K(l) - 1$ для $j=0,2$, а для $j=l_k$ $j^* = 1$ й $K_{lj} = k - 1$;

$$\overline{i_{mh}} = i_{mh}^0, \quad h = \overline{0,1}.$$

При $N_f \in \overline{N}$ і $\overline{i_{mh}} = i_{mh}^1$, $h = \overline{0,2}$ при $N_f > \overline{N}$; $i_{mh}(r) = i_{mh}^0$,
($h=0,1$) при $r \in \overline{N}$, а інакше $i_{mh}(l) = i_{mh}^1$. Для ймовірності відмови при
 $N_f > \overline{N}$ і $j \neq 1_0$ маємо

$$\begin{aligned} P_{rej}^*(l, j) &= P_{rej}(N_f, j^*) + \frac{e}{e} - P_{rej}(N_f, j^*) \frac{e}{e} \times \\ &\times (r_l^0) \times P_{rej}(r_l^0, 1) \cdot \frac{e}{e} - x(N_f) \times P_{rej}(N_f, 1) \frac{e}{e}^{K_{lj}} + \\ &+ 1(K_{lj} > 1) \times \frac{e}{e} - P_{rej}(N_f, j^*) \frac{e}{e} \times x(N_f) \cdot \\ &\cdot P_{rej}(N_f, 1) \times \frac{e}{e} \frac{e}{e} - x(N_f) \times P_{rej}(N_f, 1) \frac{e}{e}^h \end{aligned} \quad (3.27)$$

Середнє число спроб f_{lk} для $l > N_f$ визначається наступними формулами

$$\begin{aligned} f_{l, K(l)} &= h_0(l) \times \frac{e}{e} \frac{e}{e}^{i_{m0}(N_f)} P_{N_f, 0}(i) + h_{1K(l)}(l) \times \\ &\frac{e}{e} \frac{e}{e}^{i_{m1}(N_f)} P_{N_f, 1}(i) + 1(N_f > \overline{N}) \times h_2(l) \times \frac{e}{e} \frac{e}{e}^{i_{m2}^1} P_{N_f, 2}(i) \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} f_{lk} &= \left\{ h_0(l) \frac{e}{e} - P_{rej}(N_f, 0) \frac{e}{e} + 1(N_f > \overline{N}) \times h_2(l) \times \frac{e}{e} - P_{rej}(N_f, 2) \frac{e}{e} \right\} \times \\ &\times Y_{K(l), k(l)} + h_{1k}(l) \times z_{lk} + \frac{e}{e} \frac{e}{e}^{K(l)} h_{1j}(l) \times \frac{e}{e} - P_{rej}(N_f, 1) \frac{e}{e} \times Y_{K(l), k(l)} \end{aligned} \quad (3.29)$$

де $k = \overline{0, K(l) - 1}$, $Y_{jk}(l) = \frac{e_1}{e} \cdot \chi(N_f) \times P_{rej}(P_f, 1) \dot{U}^{j-k-1} \times \chi(r_{lk}^1) \times z_{lk}$,

$$z_{lk} = \mathring{a} \prod_{i=1}^{i_{m1}(r_k^1)} P(r_{lk}^1, 1)(i).$$

Тепер можна знайти значення f_l й \overline{w}_l , що визначають ймовірність передачі P_p

$$f_l = \mathring{a} \prod_j h_j(l) \times \mathring{a} \prod_{i=1}^{I_{mj}(l)} i \times P_{lj}^*(i) \quad (3.30)$$

$$\overline{w}_l = \mathring{a} \prod_j h_j(l) \times \mathring{a} \prod_{i=1}^{I_{mj}(l)} \overline{P}_{ij} \times P_{lj}^*(i) \quad (3.31)$$

а також усереднене значення \overline{P}_{rej} ймовірності відмови

$$\overline{P}_{rej} = \mathring{a} \prod_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} d_l \times \mathring{a} \prod_j P_{rej}^*(l, j) \times h_j(l), \quad (3.32)$$

де номер варіанта j залежно від l приймає значення $0, l_0, \dots, l_{K(l)}$, $j=2$ при $l > \overline{P}$,

$$\begin{aligned} I_{m0}(l) &= i_{m0}(r_{l, K(l)}^1) + \mathbb{V}[K(l), l], I_{m2}(l) = i_{m2}^1 + \mathbb{V}[K(l), l], \\ I_{m, 1_k}(l) &= i_{m1}(r_{l, k}^1) + \mathbb{V}[k, l], \mathbb{V}[k, l] = 1(k > 0) \left\{ (k-1)i_{m1}(N_f) + i_{m1}(r_l^0) \right\} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Приведемо розрахунки впливу завад на пропускну здатність мережі. При цьому методика розрахунку пропускну здатності наступна: по-перше – визначаємо шукану ймовірність передачі; по друге визначаємо розподіл P_l ; по-третє – розраховуємо шукану пропускну здатність C при фрагментації пакетів.

Порівняльний розрахунок пропускної здатності при фрагментованих і не фрагментованих пакетах виконувався для $N=2000$ біт та швидкості передачі $R=2$ Мбіт/х.

Величина фрагментації пакету обиралася на основі оптимальної довжини пакету, які розраховані у параграфі 3.2, так, що операція ділення N/n_{opt} не має залишку. Все це значно спрощує розрахунки пропускної здатності.

На рис. 3.16 наведено розрахунки впливу завад на пропускну здатність мережі при фрагментованих та нефрагментованих пакетах.

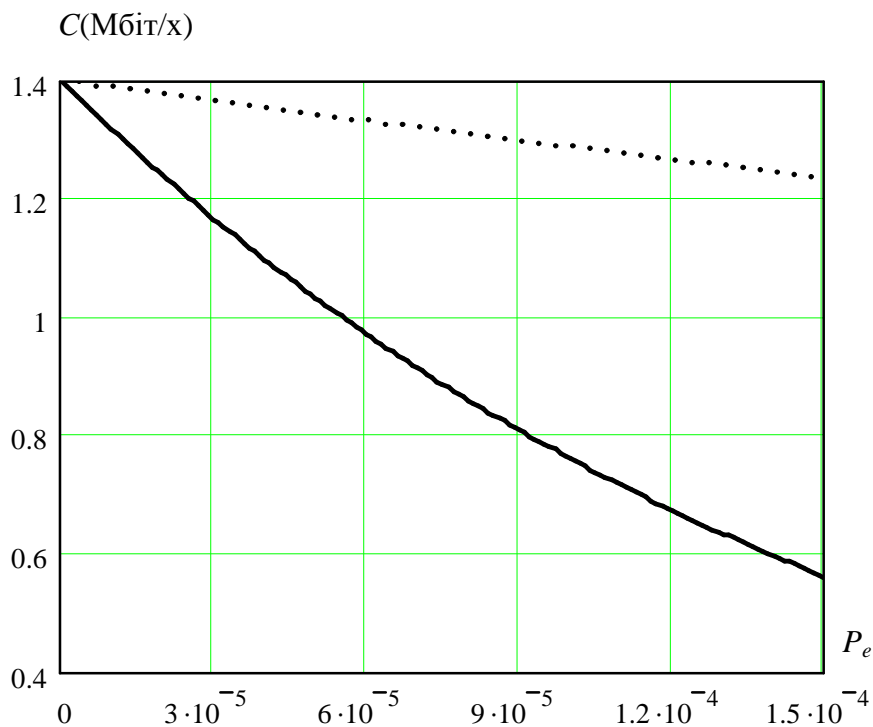


Рисунок 3.16 – Пропускна здатність мережі при фрагментованих і нефрагментованих П

З рис. 3.16 витікає, що фрагментація інформаційних пакетів призводить до значного поліпшення пропускної здатності основних БМ при дії завад. Дійсно, при ймовірності помилки $P_e=1,2 \cdot 10^{-4}$ пропускна здатність при фрагментації інформаційних пакетів дорівнює $C=1,27$ Мбіт/х у той час коли фрагментації інформаційного пакету не має пропускна здатність складає $C=0,67$ Мбіт/х, тобто вигравш складає приблизно два рази.

На рис.3.17 наведено вираш пропускної здатності мережі при використанні фрагментації інформаційного пакету, тобто $\mu=C_{fr}/C_{nfr}$, де C_{fr} - пропускна здатність мережі при фрагментації інформаційних пакетів, а C_{nfr} - пропускна здатність мережі при нефрагментованих інформаційних пакетах при різних значеннях ймовірності помилки на біт інформації.

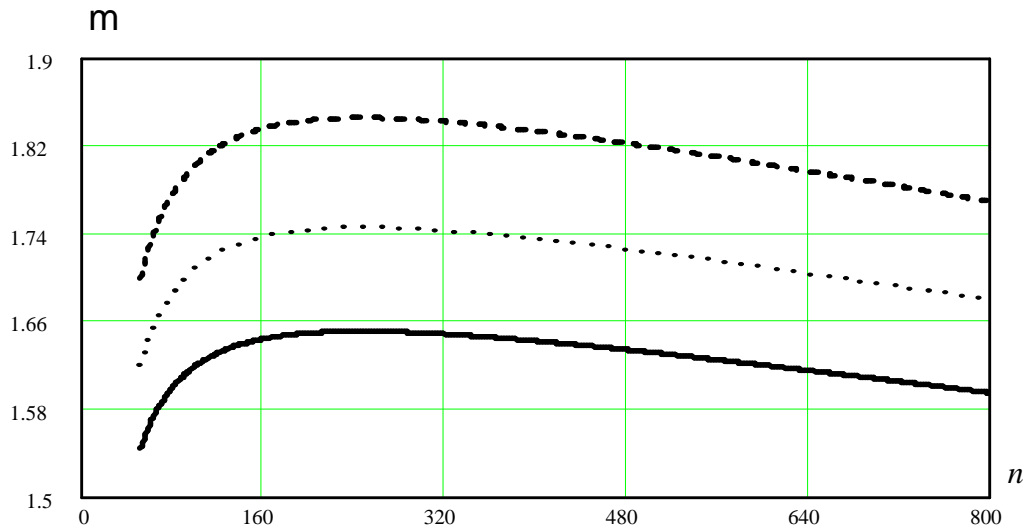


Рисунок 3.17 – Порівняльний аналіз ПЗ мережі при фрагментованих і нефрагментованих ПІ

Аналізуючи графіки, наведені на рис. 3.17, можна помітити, що при різних значеннях ймовірності помилки на біт інформації існує оптимальне значення величини фрагментованого інформаційного пакету, при котрій досягається максимальний вираш у пропускної здатності при фрагментації інформаційних пакетів, що підтверджує результати наведені у параграфі 3.2.

Таким чином, наведені розрахунки показують, що оптимальний розмір фрагмента у значній мірі визначається інтенсивністю завад. Можливо стверджувати, що якщо P_e менше певного значення, то застосування фрагментації є недоцільним. Крім того, як показано вище, P_e при дії в каналі зв'язку флуктуаційних завад, визначається відношенням сигнал/завада - q . Так як, оптимальне значення n_{opt} істотно залежить від P_e , тобто визначається відношенням сигнал/завада, то на практиці, при визначені оптимального розміру фрагменту, можливо керуватися наступними принципами:

а) у каналі зв'язку визначається q , та на його основі визначається оптимальний розмір фрагменту;

б) у каналі зв'язку визначається q , та при $q > \bar{q}$ пакети інформації не фрагментуються, а при $q \leq \bar{q}$ застосується фрагментація з заздалегідь визначеним розміром фрагмента.

Висновки до розділу

1. Отримана залежність ефективної швидкості передачі інформації у системах передачі як функція потенційної швидкості передачі інформаційних даних, кодової швидкості, довжини пакету даних, що передаються, часу розповсюдження сигналів через канал зв'язку, аналізу та підтвердження (або перепитування) прийому пакету, показника групування помилок внаслідок завад, кількості перепитувань та ймовірності збою одиничного елементу сигналу даних, котра дала можливість розрахувати оптимальні значення інформаційного пакету, що передається для досягнення максимальної ефективної швидкості передачі інформації у системах передачі.

2. Показано, що ефективна швидкість передачі інформації у системах передачі інформації має (в залежності від величини інформаційного пакету) максимальне значення, яке із зростанням потенціальної швидкості передачі інформації зміщується у бік менших значень величин інформаційного пакету, що передається. Екстремум залежності ефективної швидкості передачі інформації у системах передачі від величини інформаційного пакету тим гостріший, чим більше значення потенціальної швидкості передачі інформації. Це свідчить про меншу критичність вибору оптимальної величини інформаційного пакету, що передається із зменшенням потенціальної швидкості передачі інформації.

3. Показано, що із зменшенням ступеня групування помилок у каналі зв'язку та збільшенням кількості одиничних помилок значення оптимальної величини інформаційного пакету, що передається падає і, починаючи із

області ймовірності групування помилок у каналі зв'язку 0,6 - 0,7, мало залежить від ступеня групування помилок у каналі зв'язку.

4. Показано, що значення припустимої кількості перезапиту (що є критерієм надійності щодо відмов, які виникають внаслідок завад) доцільно обирати в межах 3-5. Менші значення кількості перезапиту суттєво знижують ефективна швидкість передачі інформації, а при більших значеннях кількості перезапиту зростає оптимальне значення величини інформаційного пакету, але при цьому ефективна швидкість передачі інформації зростає несуттєво.

5. Показано, що системи з більш високими значеннями потенціальної швидкості передачі інформації для забезпечення можливості реалізації високих значень ефективна швидкість передачі інформації повинні мати більш досконалі системи виявлення відмов та відновлення після відмов.

6. Показано, що оптимальний розмір фрагмента передачі інформації у бездротових локальних мережах у значній мірі визначається інтенсивністю завад та запропоновано алгоритм визначені оптимального розміру фрагменту передачі, оснований на наступних принципах:

- у каналі зв'язку визначається відношення сигнал/завада, та на його основі визначається оптимальний розмір фрагменту;

- у каналі зв'язку визначається відношення сигнал/завада, та коли оцінене значення відношення сигнал/завада більше деякого порогового значення, то пакети інформації не фрагментуються, а коли оцінене значення відношення сигнал/завада менше цього порогового значення застосується фрагментацію з заздалегідь визначеним оптимальним розміром фрагмента.

7. Розроблено алгоритм адаптивного управління МАС-рівнем системи передачі інформації, який передбачає аналіз характеристик бездротової середовища передачі даних та надає бездротовому пристрою можливість динамічно змінювати різні параметри МАС-рівня в залежності від змінювань середовища, намагаючись знайти оптимальні настройки для конкретної середовища. Алгоритм ураховує: швидкість передачі, котра визначається цільовим

значенням частоти помилкових бітів при заданому відношенні сигнал-шум. При різних швидкостях передачі використовуються різні методи модуляції, тому для підтримки потрібного значення BER дуже важливо правильно вибрати швидкість передачі; поріг фрагментації, який визначає розмір MAC-кадрів (з яких складаються пакети), які передають по радіоканалу. Якщо поріг занадто малий, накладні витрати, пов'язані з заголовками MAC- і фізичного рівнів, знижують загальну пропускну спроможність, доступну клієнтському пристрою. Якщо поріг занадто великий, MAC-кадри стають вразливими для завад; поріг RTS, який визначає, потребує чи ні обмін сигналами RTS-CTS перед передаванням MAC-кадру.

8. Показано, що при використанні адаптивного алгоритму одночасно зі зниженням швидкості передачі даних потрібно знижувати і поріг RTS та змінювати і поріг фрагментації. Все це зменшує ймовірність колізій при одночасному передаванні декількох пакетів та дозволяє встановити найкращий розмір для нових пакетів.

РОЗДІЛ 4

МОДЕЛЮВАННЯ АДАПТИВНОЇ САМООРГАНІЗОВАНОЇ МЕРЕЖІ БАЗОВИХ СТАНЦІЙ

4.1 Математичне моделювання діаграми спрямованості АР

Діаграма спрямованості АР – це залежність підсилення сигналу від напрямку його надходження. У загальному випадку діаграма спрямованості є функцією двох кутових напрямів – азимутального та місцевого [83].

Для окремого ненаправленого елемента АР діаграма спрямованості для будь-яких значень кутів дорівнює 1.

Більшість сигналів, за допомогою яких виконується передача даних, є вузькосмуговими. Загальну функцію для довільного інформаційного сигналу можна описати наступним співвідношенням (4.1):

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (4.1)$$

де $U(t)$ – модулюючий інформаційний сигнал, ω_0 – частота несної, $\varphi(t)$ – поточна фаза несної. При цьому для більшості інформаційних сигналів $U(t)$ та $\varphi(t)$ змінюються істотно повільніше, у порівнянні з $\cos(\omega_0 t)$. У цьому випадку сигнал є вузькосмуговим. Для опису такого сигналу припустимим є використання комплексної обвідної:

$$U(t) = U(t) e^{j\varphi(t)} \quad (4.2)$$

При цьому для переходу від комплексної обвідної до реального сигналу можна скористатися наступним співвідношенням:

$$u(t) = \operatorname{Re}\{U(t) e^{j\omega_0 t}\} \quad (4.3)$$

У випадку АР, усі елементи якої знаходяться у одній площині, діаграма спрямованості є функцією лише від кута азимуту θ .

Оскільки зазвичай джерело сигналу знаходиться від АР на відстані, що набагато перевищує розміри АР, фронт хвилі можна вважати пласким та перпендикулярним до напрямку надходження сигналу.

Нехай є AP з N елементів, розташованих у одній площині (рис. 4.1). Точка $O(0,0)$ є геометричним центром AP [85]. Якщо провести координатну вісь крізь геометричний центр AP у напрямку джерела сигналу, та спроектувати елементи AP на цю вісь, то зсув фази сигналу, сприйнятого елементом, буде пропорційним відстані від проекції елементу до джерела сигналу. Для того, щоб знайти цю відстань, необхідно виконати поворот координат елементів AP відносно точки O на кут $-\theta$ (рис. 4.1).

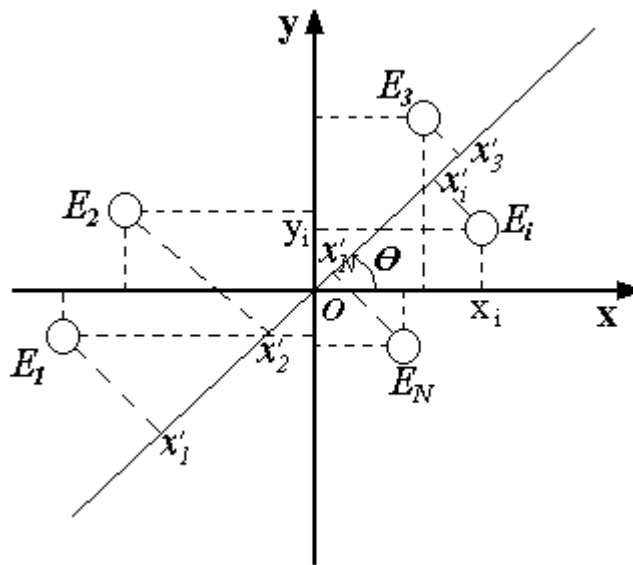


Рисунок 4.1 –Графічне представлення моделі

Оскільки поворот відносно точки початку координат є афінним перетворенням, для його виконання зручно скористатися матрицею перетворення, представивши координати точки E_i у вигляді вектору-стовпця

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_i \\ \hat{y}_i \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{x}'_i \\ \hat{y}'_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_i \\ \hat{y}_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(-\theta) & -\sin(-\theta) \\ \sin(-\theta) & \cos(-\theta) \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Після такого повороту різниця відстані від точки O до будь-якого елементу E_i у напрямку сигналу буде дорівнювати x'_i .

Відстань між O та будь-яким елементом E_i позначимо як $l_i(\theta)$:

$$l_i(\mathbf{q}) = x_i' = x_i \cos(-\mathbf{q}) - y_i \sin(-\mathbf{q}), \quad (4.5)$$

де x_i, y_i – Декартові координати елемента E_i відносно точки O .

Тоді затримка сигналу у i -му елементі відносно геометричного центру АР буде дорівнювати:

$$t_i = \frac{l_i(\mathbf{q})}{v}, \quad (4.6)$$

де v – швидкість розповсюдження хвилі, $v = f_0 \lambda_0$.

Якщо розглядати точкове джерело гармонічних коливань з частотою f_0 та довжиною хвилі λ_0 , то час затримки зводиться до фазового зсуву хвилі:

$$\phi_i = 2\pi \frac{l_i(\mathbf{q})}{\lambda_0}. \quad (4.7)$$

Якщо сигнал у геометричному центрі АР має вигляд:

$$u_o(t) = A \cos(2\pi f_0 t), \quad (4.8)$$

де A – модулюючий сигнал, то з урахуванням зсувів сигнал у кожному елементі E_i матиме наступний вигляд:

$$u_i(t) = A \cos\left(2\pi f_0 t + 2\pi \frac{l_i(\mathbf{q})}{\lambda_0}\right). \quad (4.9)$$

Комплексні амплітуди сигналів (4.8) та (4.9) можна записати наступним чином:

$$U_o = A, \quad U_i = A e^{j 2\pi \frac{l_i(\mathbf{q})}{\lambda_0}}. \quad (4.10)$$

Оскільки у (4.10) немає залежності від часу, використано поняття «комплексна амплітуда» замість «комплексна обхідна».

Сигнал на виході АР є сумою сигналів, сприйнятих окремими елементами, тож комплексну амплітуду на виході АР можна визначити наступним чином:

$$G(\mathbf{q}) = A \sum_{i=1}^N e^{j 2\pi \frac{l_i(\mathbf{q})}{\lambda_0}}. \quad (4.11)$$

У співвідношенні (4.11) множник A не має значення, оскільки він не впливає на форму ДС.

Важливою є залежність підсилення АР від напрямку надходження сигналу θ . Тому модуль діаграми спрямованості АР можна записати так:

$$|G(\mathbf{q})| = \left| \prod_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{l_i(\mathbf{q})}{l_0}} \right|. \quad (4.12)$$

Оскільки елементи ЦАР обладнано фазообертачами, до фазового зсуву, обумовленого просторовим положенням елемента (4.7), необхідно додати фазовий зсув, створений фазообертачем:

$$f_i = 2\pi \frac{l_i(\mathbf{q}) + y_i}{l_0}. \quad (4.13)$$

З урахуванням (4.13) вираз (5.11) матиме наступний вигляд:

$$G(\mathbf{q}) = A \prod_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{l_i(\mathbf{q}) + y_i}{l_0}}. \quad (4.14)$$

У випадку, коли елементи АР знаходяться не у одній площині, або напрямок сигналу не паралельний площині, що містить елементи АР (кут місця $\varphi \neq 0$), діаграма спрямованості АР є функцією двох кутів – азимуту та місця. Тоді положення кожного з елементів E_i відносно точки O необхідно описувати вже трьома координатами – x_i, y_i, z_i .

Для того, щоб знайти відносну відстань між точкою $O(x_0, y_0, z_0)$ та елементом АР $E_i(x_i, y_i, z_i)$, необхідно виконати вже два повороти – навкруги осі Oz на кут $-\theta$ та навкруги осі Oy на кут $-\varphi$:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \hat{x}_i' \\ \hat{y}_i' \\ \hat{z}_i' \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \hat{x}_i \\ \hat{y}_i \\ \hat{z}_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(-\varphi) & -\sin(-\varphi) & 0 \\ \sin(-\varphi) & \cos(-\varphi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(-\theta) & 0 & -\sin(-\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(-\theta) & 0 & \cos(-\theta) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \hat{x}_i \\ \hat{y}_i \\ \hat{z}_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(-\varphi)\cos(-\theta) & -\sin(-\varphi)\cos(-\theta) & -\sin(-\theta) \\ \sin(-\varphi)\cos(-\theta) & \cos(-\varphi)\cos(-\theta) & -\sin(-\varphi)\sin(-\theta) \\ \sin(-\varphi) & 0 & \cos(-\varphi) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Після перетворень (15) різниця відстані від точки O до будь-якого елемента E_i у напрямку сигналу буде дорівнювати x_i' :

$$l_i(\mathbf{q}, f) = x_i \cos(-\mathbf{q}) \cos(-f) - y_i \sin(-\mathbf{q}) \cos(-f) - z_i \sin(-f). \quad (4.16)$$

Підставивши (4.16) у (4.14), отримаємо вираз для моделі діаграми спрямованості, що залежить від кутів азимуту та місця та амплітуди модулюючого сигналу:

$$G(\mathbf{q}, f) = A \mathbf{a} \prod_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{l_i(\mathbf{q}, f) + y_i}{l_0}} \quad (4.17)$$

та моделі діаграми спрямованості без урахуванням амплітуди:

$$|G(\mathbf{q}, f)| = \left| \mathbf{a} \prod_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{l_i(\mathbf{q}, f) + y_i}{l_0}} \right| \quad (4.18)$$

На основі математичної моделі (4.1-4.18) була створена програмна імітаційна модель у середовищі Delphi 7.

Створена імітаційна модель дозволила виконати експерименти та оцінити параметри діаграми спрямованості, а саме, наскільки розділення окремих променів погіршується при великих відхилах від нормалі при заданих параметрах, та запропонувати оптимальні параметри АР.

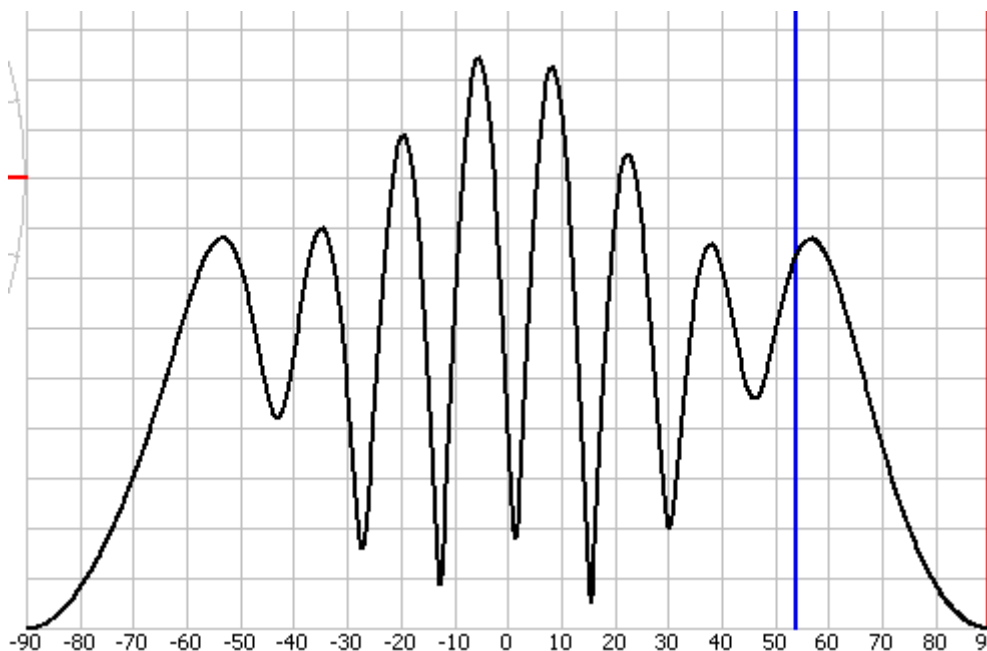


Рисунок 4.1 – Результат моделювання ДС 10-елементної АР для 8 променів.

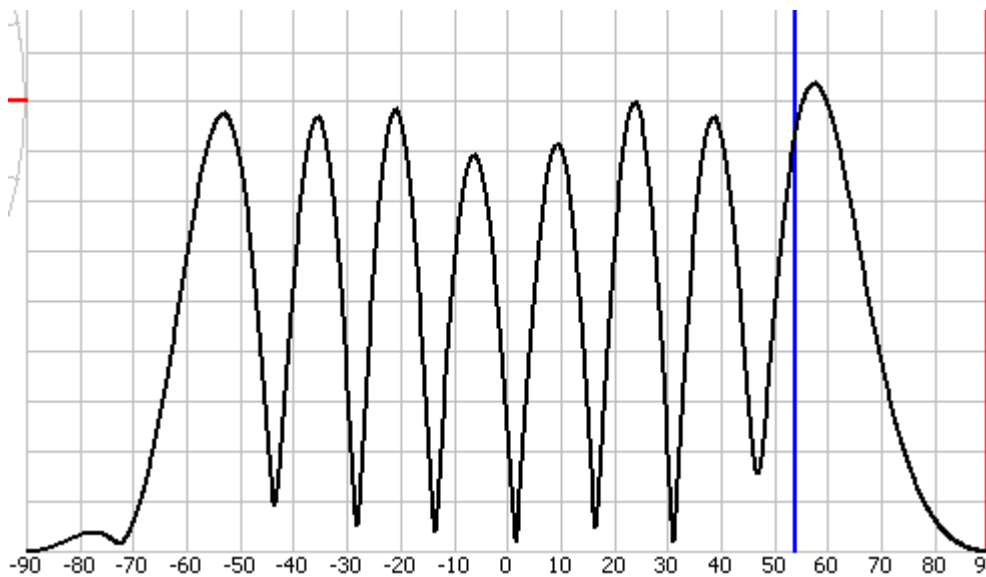


Рисунок 4.2 – Результат моделювання ДС 12-елементної АР для 8 променів

Застосування імітаційної моделі підтвердило правильність отриманих теретичних висновків та результатів розрахунків при оцінці залежності кількості променів від кількості елементів АР (розд. 2.2.5).

4.2 Програмно-апаратна модель системи управління адаптивною безпроводовою телекомунікаційною мережею

Створення інформаційної мережі обслуговування користувачів неможливе без реалізації надійної мережі обміну даними. У останні роки бездротові мережі передачі даних стають одним з основних напрямків розвитку мереженої індустрії. Бурхливий розвиток мереж цього класу в світі, про який багато хто каже як про бездротову революцію в галузі мереж передачі інформації [86, 87], пояснюється наявністю цілої низки вигод.

Однак при плануванні стільникових мереж зв'язку виникає множина задач, пов'язаних з ефективним використанням радіочастотного спектру та забезпеченням внутрішньосистемної електромагнітної сумісності (ЕМС) у процесі реалізації повторення частот: раціональний вибір місцезнаходження базових станцій (БС), що використовують однакові частотні групи; визначення мінімальної відстані між БС залежно від умов розповсюдження

радіохвиль; вибір типів антен, визначення висоти їх розташування та орієнтації діаграм спрямування (ДС) та ін.

Одним з методів розв'язання наведених задач є застосування для зв'язку між БС антен зі змінюваною ДС, що дозволяють отримати значний вигравш у зниженні рівня внутрішньосистемних завад, а як наслідок – значно підвищити щільність трафіку. Сутність цього методу полягає у використанні фазованих антенних решіток (ЦАР), що формують в ідеалі індивідуальні ДС у напрямку кожної сусідньої БС [4,5].

Керування формуванням діаграми спрямованості антени є ресурсомістким процесом. Сучасні мікроконтролерні засоби не надають достатньої швидкодії для вирішення цієї задачі. У той же час схеми на дискретних елементах є неприйнятними через високу паразитну ємність монтажу. Тому для керування діаграмою спрямованості доцільним є використання програмованих логічних інтегральних схем. Ці схеми мають достатньо низьку паразитну ємність порівняно зі схемами на дискретних елементах, та достатню швидкодію порівняно з мікроконтролерами.

Сучасні виробники ПЛІС пропонують пристрої з логічною матрицею та вбудованим процесорним ядром. Такі схеми мають назву програмованих систем на кристалі (PSoC). Швидкодіюче процесорне ядро у поєднанні з широкими можливостями проектування периферії є оптимальним засобом для створення систем керування діаграмою спрямованості антени для бездротових інфокомунікаційних мереж.

В зв'язку з цим актуальним є удосконалення бездротових мереж передачі даних на основі використання просторово виділених каналів.

Метою розробки програмно-апаратної моделі адаптивної самоорганізованої мережі БС було створення засобу для аналізу розроблених методів підвищення швидкості передачі інформації за рахунок адаптивного управління параметрами просторово виділених каналів.

Для перевірки працездатності та оцінки параметрів мережі БС було розроблено модель, схему якої наведено на рис. 4.2.

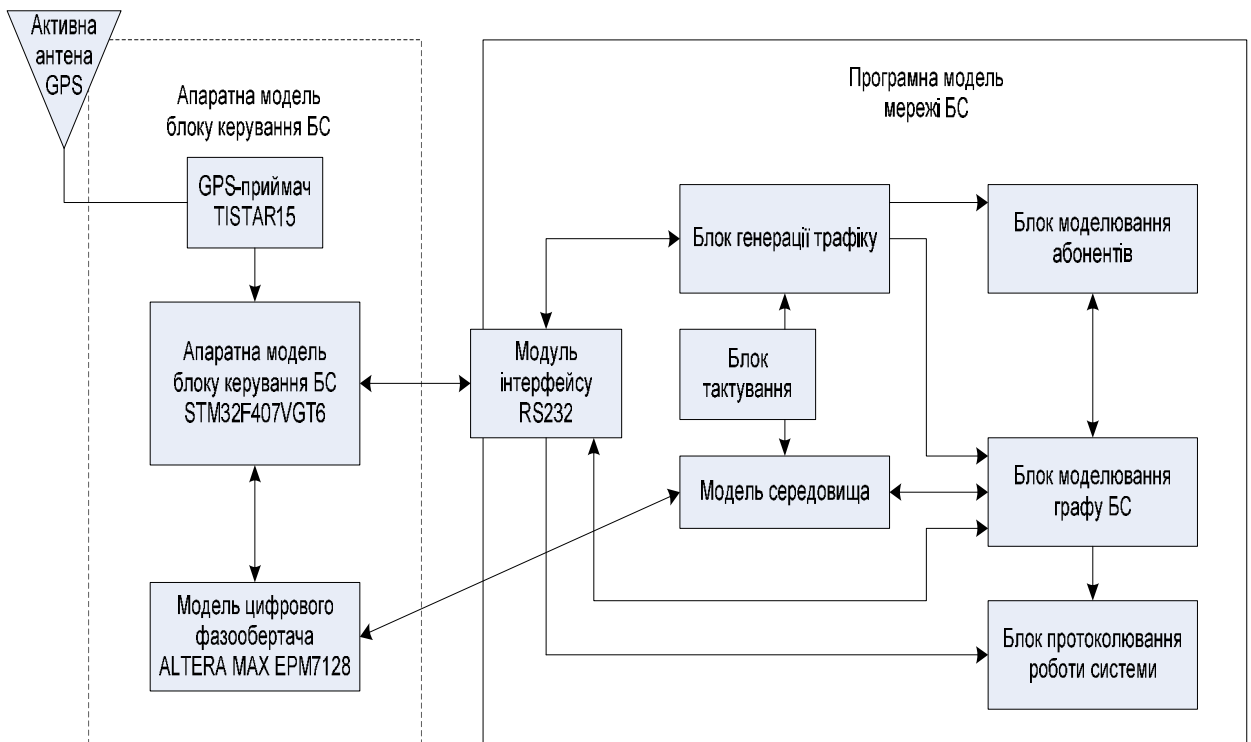


Рисунок 4.2 – Загальна схема програмно-апаратної моделі

Розроблена модель складається з апаратної та програмної частин. Апаратна частина моделі складається з трьох функціональних блоків – керівного модулю, GPS-приймача з активною антеною та модулю цифрового фазообертача (рис. 4.3).



Рисунок 4.3 – Апаратна частина моделі

Головною частиною апаратної моделі є керуючий модуль (рис. 4.4).



Рисунок 4.4 – Керуючий модуль БС

У якості керівного модулю використано відлагоджувальну плату STM32F4 Discovery, що має у своєму складі PSoC STM32F407VGT6 з ядром ARM Cortex M4 та програматор STLink v2. Зв'язок керуючого модуля з ПЕОМ здійснюється за допомогою інтерфейсу UART-RS232. Керуючий модуль обробляє черги пакетів, ретранслює пакети та виконує сканування навколишнього радіосередовища, емульованого програмною частиною. Дії керуючого модулю протоколюються програмною частиною.

Часову синхронізацію роботи апаратної частини моделі забезпечує GPS-приймач T1STAR15 (рис. 4.5).

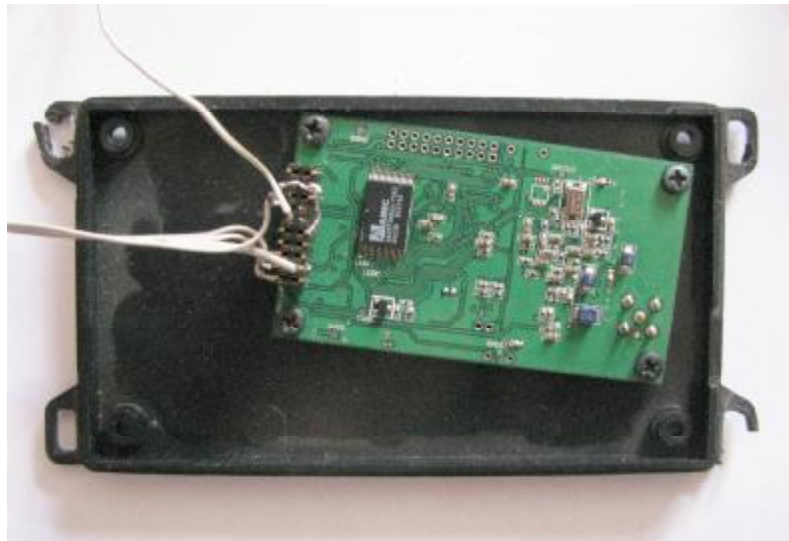


Рисунок 4.4 – GPS-приймач T1STAR15

Для взаємодії апаратної частини моделі з програмною моделлю середовища було побудовано модуль цифрового фазообертача (рис. 4.6).

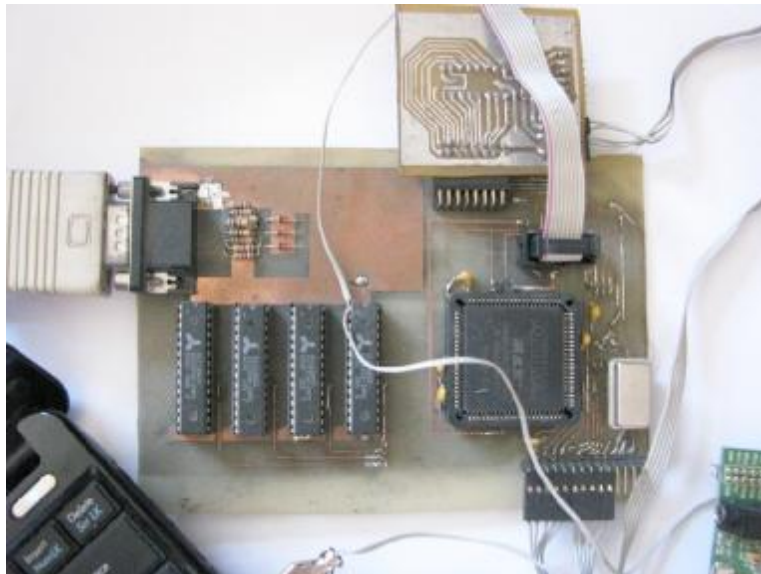


Рисунок 4.6 – Модуль цифрового фазообертача

Основою модуля цифрового фазообертача є ПЛІС Altera MAX EPM7128. Дані з керуючого модуля та з програмної моделі буферуються у статичному ОЗУ, побудованому на чотирьох мікросхемах AS7C256, після чого з відповідними затримками спрямовуються на вихід модуля. Затримки розраховуються керуючим модулем відповідно до необхідного кута спрямування променя.

Програмна частина моделі складається з блоку моделювання середовища, блоку генерації трафіку, блоку моделювання абонентів, блоку моделювання графу БС, блоку тактування, блоку протоколювання роботи системи та інтерфейсних блоків зв'язку з апаратною частиною. Приклад роботи програмної системи наведено на рис. 4.7.

Програмна реалізація математичної моделі (4.1 – 4.18) була включена у програмно-апаратну модель як один з компонентів.

Програмний засіб дозволяє створювати базові станції, відслідковувати зв'язки, що автоматично утворюються між БС, відслідковувати поточний стан кожної БС, створювати рухомих абонентів, що реєструються на БС, переглядати склад черг пакетів, переліки відкритих каналів, переліки абонентів, відслідковувати пакети, що передаються у системі.

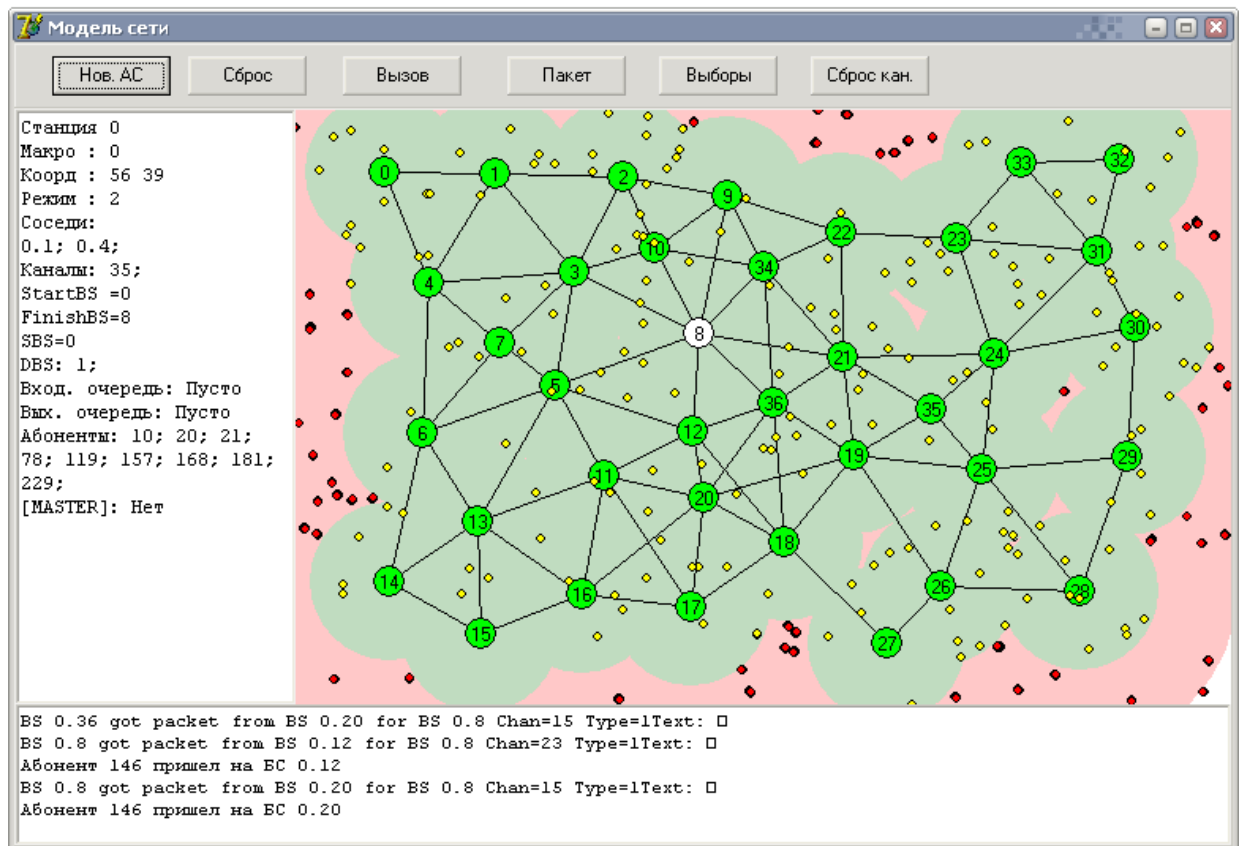


Рисунок 4.7 – Головне вікно програмної частини моделі

Процес імітаційного моделювання виконується у покроковому режимі та у режимі реального часу. У системі передбачено налаштування розміру часового вікна покрокового режиму, що відповідає крокові моделювання. На кожному кроці для кожної з БС виконується:

- відправлення пакетів з вихідної черги;
- обробка отриманих пакетів зі вхідної черги.

Обробка вихідних пакетів виконується за пріоритетом трафіку. Вхідна черга обслуговується відповідно до часу надходження пакетів, що розраховується виходячи з параметрів каналу:

$$t_c = \frac{l > d}{c \times D_r}, \quad (4.19)$$

де t_c – час передавання, що залежить від довжини каналу d , довжини пакету l та швидкості передавання D_r .

$$D_r = 2B \times \log_2 M, \quad (4.20)$$

де B – ширина смуги, M – розрядність модуляції.

Під час створення пакету у ньому фіксується час відправлення. Після цього під час передавання пакету від однієї БС до іншої відповідно до (4.19) та часу очікування у чергах розраховується час передавання пакету.

На створеній програмно-апаратній моделі було перевірено працездатність алгоритму прокладання найкоротшого каналу з урахуванням завантаженості окремих БС, алгоритмів формування виклику, відповіді на виклик, створення, підтримки та закриття каналу передавання даних, а також механізму передавання пакетів. Крім цього, у системі було реалізовано алгоритм виборів арбітра макростільника.

Розроблений метод оптимізації довжини пакета було використано при створенні регіональної програмно-апаратної системи моніторингу грозової обстановки (рис.4.8).

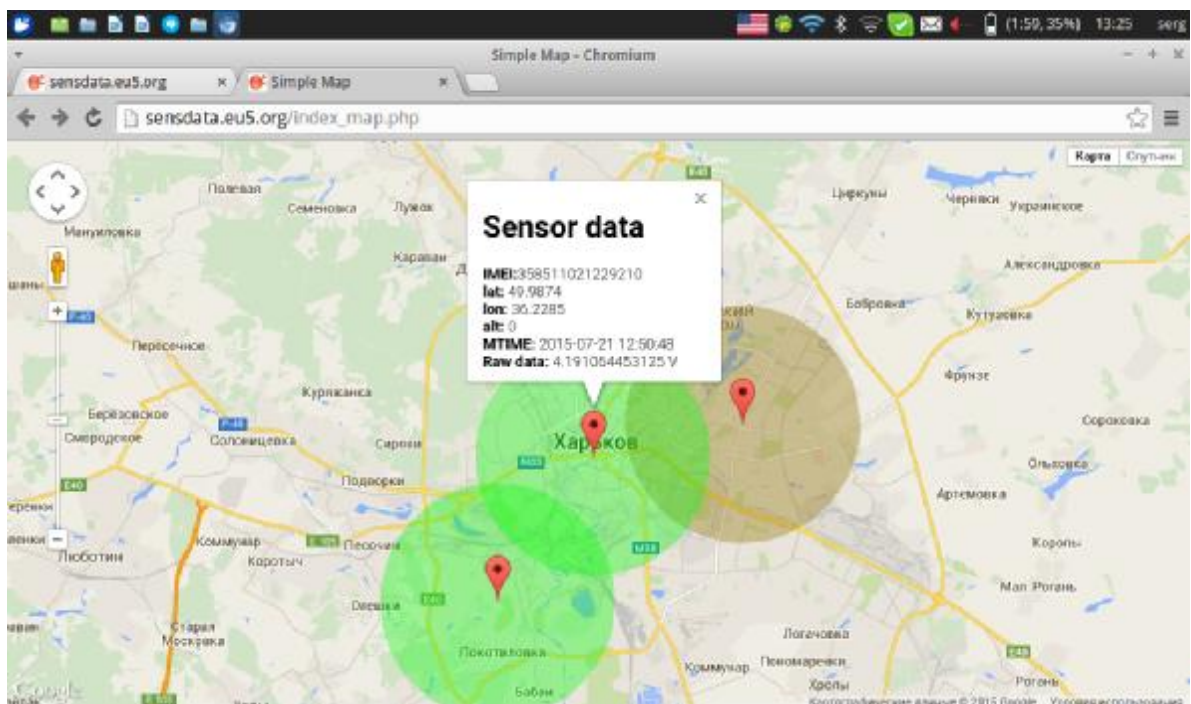


Рисунок 4.8 – Інтерфейсне вікно системи моніторингу грозової обстановки

У розробленій системі пристрої збору інформації формують та передають на центральний сервер інформаційні пакети з виміряними значеннями напруженості електричного поля та грозових розрядів.

Розробка та впровадження системи виконувалися на базі НДПКІ «Молнія».

Висновки до розділу

1. Було виконано математичне моделювання діаграми спрямованості АР. Отримано вираз для діаграми спрямованості, що залежить від кутів азимуту та місця та модуль діаграми спрямованості з урахуванням двох кутів. На основі математичної моделі була створена програмна імітаційна модель у середовищі Delphi 7.

2. Розроблена програмно-апаратна модель системи управління адаптивною безпроводовою телекомунікаційною мережею для аналізу розроблених методів підвищення швидкості передачі інформації за рахунок адаптивного управління параметрами просторово виділених каналів.

Апаратна частина моделі складається з трьох функціональних блоків – керівного модулю, GPS-приймача з активною антеною та модулю цифрового фазообертача.

Програмний засіб дозволяє імітувати створення базових станцій, відслідковувати зв'язки, що автоматично утворюються між БС, відслідковувати поточний стан кожної БС, створювати рухомих абонентів, що реєструються на БС, переглядати склад черг пакетів, переліки відкритих каналів, переліки абонентів, відслідковувати пакети, що передаються у системі.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну науково-прикладну задачу з розробки моделей і методів формування паралельних інформаційних потоків у безпроводових телекомунікаційних системах для підвищення якості обслуговування при наданні послуг в умовах дії потужних завад. Проведені у дисертації дослідження, результати вирішення частинних наукових задач, а також результати розрахунків ПЗ мережі та порівняльного аналізу отриманих результатів дали змогу отримати наступні наукові та практичні результати.

1. Аналіз методів множинного доступу в безпроводових ТКС показав, що найбільш ефективним підходом підвищення пропускної здатності ТКС є вдосконалення та розробка комбінованих методів множинного доступу. На основі аналізу методів підвищення пропускної здатності в безпроводових ТКС були обґрунтовані напрямки розробки нових та вдосконалення існуючих методів передачі інформації, а саме, методів формування паралельних інформаційних потоків та методів оптимізації довжини інформаційних пакетів.

2. Вперше розроблено комбінований метод множинного доступу в мережах радіодоступу, який полягає у тому, що базові станції формують багатопроменеві канали зв'язку, та для кожного користувача за його запитом створюють тимчасовий канал зв'язку у відповідному вузьконаправленому промені, попередньо визначивши місце розташування користувача. Це дозволило підвищити пропускну здатність телекомунікаційної мережі, особливо в умовах дії потужних завад.

4. Розроблено метод управління просторовим виділенням каналів у мережах радіодоступу, новизна якого полягає у тому, що за запитом користувачів цифрова антенна решітка базової станції формує кожному з них вузьконаправлений промінь, що дозволяє зменшити кількість променів для обслуговування користувачів.

5. Розроблено модель для оцінки поточної пропускну здатності телекомунікаційної мережі та стану її компонентів.

6. Розроблено модель управління просторовим виділенням каналів у мережах з радіо доступом: на основі оцінки необхідної ширини променя для просторово виділеного каналу розраховані значення максимального розкриття променю за кутом місця для типових значень радіусу стільника; розрахунок параметрів ЦАР, що враховує частоту, схему комутації, тип фазообертача, форму апертури, спосіб розміщення елементів АР, дозволяє зменшити кількість елементів АР; за результатами оцінки кількості просторово виділених каналів на один сектор стільника розрахована кількість абонентів, що обслуговуються однією базовою станцією в залежності від числа секторів антени і позиційності модуляції.

7. На основі досліджень на аналітичній моделі запропоновано розрахунок необхідної кількості елементів АР для заданої кількості променів у секторі сканування. Виявлено умову, за якої розділення крайніх променів ДС значно покращується.

8. Вперше запропоновано метод оптимізації довжини інформаційного пакету передачі інформації у безпроводових мережах при дії завад, який відрізняється тим, що в залежності від рівня завад, швидкості кодування та типу модуляції формується оптимальна довжина інформаційного пакету. Показано, що використання запропонованого методу дозволить на порядок збільшити швидкість передачі інформації за рахунок використання оптимальної довжини ІП, на 52,7% підвищити ПЗ ТКС при дії завад та на 51,9% - 64% збільшити кількість абонентів, яких обслуговує одна БС.

9. Розроблено та реалізовано програмно-апаратну модель системи управління адаптивною безпроводовою телекомунікаційною мережею, яка є засобом для аналізу розроблених у дисертаційній роботі методів підвищення швидкості передачі інформації за рахунок адаптивного управління параметрами просторово виділених каналів. Виконана апаратна реалізація

прототипів окремих модулів системи підтвердила практичну застосовність розроблених у дисертації методів.

10. Відповідно до завдань досліджень у дисертації розроблено прототип модуля формування діаграми спрямованості фазованої антенної решітки, який дає можливість одночасного формування низки вузьконаправлених променів.

11. Обґрунтування отриманих результатів засновано на коректному застосуванні основних положень теорії електричного зв'язку, математичної статистики, теорії ймовірностей та оптимізації, теорії інформації та кодування.

12. Достовірність отриманих результатів підтверджується коректним використанням фундаментальних положень і результатів відомих теоретичних досліджень, адекватністю результатів експериментальних та теоретичних досліджень, отриманих на основі програмної реалізації та імітаційної моделі.

13. Наукові та практичні результати дисертаційної роботи доцільно використовувати:

- при проведенні науково-дослідних та інженерно-конструкторських робіт з модернізації нових чи створення нових бездротових телекомунікаційних систем, орієнтованих на підвищення їх ПЗ;
- при вивченні навчальних дисциплін з теорії телетрафіку та електромагнітної сумісності ТКС.

Мета дослідження, яка полягає у підвищенні якості обслуговування в ТКМ за показником ПЗ на основі вдосконалення моделей і методів формування паралельних інформаційних потоків, досягнута.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Никитин С.А. Гибридная модель модуля управления когнитивной самоорганизующейся сети базовых станций [Текст] / А.А.Серков, И.И.Обод, С.А.Никитин // Научные ведомости БелГУ. Серия: История. Политология. Экономика. Информатика. – 2013. – № 15(158). Вып. 27/1. – С. 228 – 232.
2. Nikitin S. Prototype of the Management Module for Cognitive Self-Organizing Base Stations Network [Text] / A. Serkov, I. Obod, S. Nikitin // Nauka i Studia. – Przemysl: Nauka i Studia, 2015. – № 16 (147). – P. 74 – 79.
3. Нікітін С.О. Метод підвищення ефективності використання радіочастотного діапазону для мереж IEEE 802.22WRAN. [Текст] / О.А.Серков, С.О.Нікітін, Л.О.Нікітіна //Вісник НТУ “ХПІ” Зб. наук. праць. Тем. вип. “Техніка і електрофізика високих напруг”. – Х.: НТУ “ХПІ”. – 2011 – № 49 – С. 139-145.
4. Нікітін С.О. Адаптивна оптимізація швидкості передачі у просторово-виділених каналах бездротових телекомунікаційних мереж [Текст] / С.О.Нікітін // Кафедра систем інформації: Зб. наук. праць / Під ред. проф. В.О. Кравця та проф. О.А. Серкова– Х., 2013. – С. 239 – 244.
5. Нікітін С.О. Комбіновані методи множинного доступу у телекомунікаційних мережах [Текст] / О.А.Серков, І.І. Обод, С.О.Нікітін // Системи обробки інформації: Зб. наук. пр. – Х.: ХВУ, 2013. – Вип. 6(113). – С. 30-35.
6. Нікітін С.О. Модель адаптивної самоорганізованої мережі базових станцій [Текст] / С.О.Нікітін, О.А.Серков, М.В.Ірха, С.МІванов // Кафедра систем інформації [Текст]: Зб. наук. праць / Під ред. проф. Кравця В.О. та проф. Серкова О.А. – Х.: 2014. – С. 244 – 248.
7. Никитин С.А. Система раннего предупреждения грозовой опасности [Текст] / А.А. Серков, С.А. Никитин, В.И. Кравченко, В.В. Князев // Вісник НТУ “ХПІ” Зб. наук. праць. Тем. вип. “Техніка і електрофізика високих напруг”. – Х.: НТУ “ХПІ”. – 2015 – №51 (1160) – С. 95-99.

8. Нікітін С.О. Методи підвищення пропускної здатності мереж радіодоступу / В.С.Бреславець, С.О.Нікітін // Системи обробки інформації: Зб. наук. пр. – Х.: ХВУ, 2016. – Вип. 2 (139). – С. – 89-91.

9. Свідоцтво України № 24621 від 31.05.2008 про реєстрацію авторського права на твір. Компьютерная программа интерактивного анализа экспериментальных данных и генерации отчетов [Текст] / О.А.Серков, С.О.Нікітін, В.О.Кравець, Л.О.Нікітіна.

10. Патент України на корисну модель № 70174, МПК (2012.01) H04L 12/00. Спосіб передачі інформації [Текст] / І.І.Обод, Л.О.Нікітіна, С.О.Нікітін, І.В. - № u 2011 14690; заявл. 12.12.2011; опубл. 25.05.2012, Бюл. № 10.

11 Патент України на корисну модель № 70955, МПК (2012.01) H04L 12/00. Спосіб передачі інформації [Текст] / І.І.Обод, Л.О.Нікітіна, С.О.Нікітін, І.В. - № u 2012 00074; заявл. 03.01.2012; опубл. 25.06.2012, Бюл. № 12.

12. Нікітін С.О. Програмний комплекс для обробки результатів експериментів [Текст] / О.А.Серков, В.І.Кравченко, С.О.Нікітін, Л.О.Нікітіна // 3-й МРФ «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». МРФ – 2008. Сб. науч. тр. Том V1. МК «ЭМС». – Х.: АНПРЭ, 2008. – С. 96 – 99.

13. Нікітін С.О. Метод просторової селекції сигналів та притлумлення завад [Текст] / О.А.Серков, С.О.Нікітін, С.Ю.Скоблїков // Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: Тези доп. ХІХ МНПК, Ч.IV (1-3 червня 2011р., Харків). – Х.: НТУ «ХПІ» –С.140.

14. Нікітін С.О. Порівняльний аналіз методів доступу в безпроводіних мережах [Текст] / І.І.Обод, Л.О.Нікітіна, С.О.Нікітін, Чиор Ель Хаджи Шейку // Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: Тези доп. ХХ МНПК, Ч.IV (15-17 травня 2012р., Харків). – Х.: НТУ «ХПІ». – С.78.

15. Нікітін С.О. Когнитивні інфокомунікаційні системи [Текст] / В.О. Кравець, О.А.Серков, Л.О.Нікітіна, С.О.Нікітін // Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: Тези доп. XX МНПК, Ч.IV (15-17 травня 2012р., Харків). – Х.:, НТУ «ХП». – С.76.

16. Нікітін С.О. Технічні засоби керування діаграмою спрямованості антени для мереж IEEE 802/22 WRAN [Текст] / О.А.Серков, Л.О.Нікітіна, С.О.Нікітін // Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: Тези доп. XX МНПК, Ч.IV (15-17 травня 2012р., Харків). – Х.:, НТУ «ХП». – С.102.

17. Нікітін С.О. Метод керування діаграмою спрямованості фазованої антенної решітки [Текст] / О.А.Серков, Л.О.Нікітіна, С.О.Нікітін // Інформаційні проблеми теорії акустичних, радіоелектронних і телекомунікаційних систем IPST-2012: Тези доп. I МНТК, (25-29 вересня 2012р., Крим, Алушта). – Х.:, НТУ «ХП» - С.11.

18. Никитин С.А. Модели и методы управления ресурсом в адаптивных телекоммуникационных сетях / С.А.Никитин, А.А.Серков // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). Севастополь, 8-13 сентября 2013 г.: материалы конф. в 2 т. — Севастополь : Вебер, 2013. — 1339 с.

19. Никитин С.А. Методы повышения пропускной способности каналов связи телекоммуникационной сети [Текст] / А.А.Серков, С.А.Никитин, // Внедрение перспективных микропроцессорных систем железнодорожной автоматики и средств телекоммуникаций на базе цифровизации: Тез. докл. 26 МНПК, (23 – 28 сентября 2013р., Крым, Алушта). – Х.:, УкрГАЗТ.

20. Нікітін С.О. Модель керування ресурсом у безпроводових телекомунікаційних мережах [Текст] / О.А.Серков, С.О.Нікітін, // Проблеми інформатики и моделирования (ПИМ-2013): Тез. докл. 13 МНТК, (23 - 29 сентября 2013 г., г. Ялта, Крым). – Х.:, НТУ «ХП», 2013. – С. 13.

21. Никитин С.А. Методы повышения качества каналов связи телекоммуникационной сети [Текст] / А.А.Серков, И.И.Обод, С.А.Никитин, // Информационные проблемы теории акустических, радиоэлектронных и телекоммуникационных систем IPST-2013: Тез. докл. II МНТК, (28 сентября - 02 октября 2013р., Крым, Алушта). – Х.: НТУ «ХПИ».

22. Нікітін С.О. Концепція побудови регіональної системи моніторингу грозової небезпеки [Текст] / О.А.Серков, В.І. Кравченко, С.О.Нікітін // Сб. научн. трудов I МНТК "Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводних мереж зв'язи" (ЭМС-2015). 27 - мая 2015, г. Харьков. – Х.: ХНУРЕ, 2015. – С. 93 – 95.

23. Никитин С.А. Система сбора и обработки распределенной информации [Текст] / А.А.Серков, С.А.Никитин, И.В.Савран // Труды XV МНТК "Проблеми інформатики і моделювання (ПІМ-2015)", 14 - 18 сентября 2015, г. Одесса. - С. 23.

24. Nikitin S. Thunderstorm Hazards Early Warning System / A. Serkov, S. Nikitin, V. Kravchenko V. Knyazev // Second International Scientific-Practical Conference "Problems of Infocommunications. Science and Technology" (IEEE PIC S&T' 2015, October 13-15 2015) Kharkiv, Ukraine.– С. 137-138.

25. Олифер, В. Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы [Текст]: Учебник для вузов. 4-е изд. / В. Г.Олифер, Н. А.Олифер. — СПб.: Питер, 2010. — 944 с.

26. Олифер, Н.А. Средства анализа и оптимизации локальных сетей [Электронный ресурс] / Н.А. Олифер, В.Г. Олифер. – Режим доступа: http://citforum.ru/nets/optimize/locnop_01.shtml. - Загол. з екрану.

27. Васильев, К.К. Теория электрической связи [Текст]: учебное пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; под общ. ред. К.К. Васильева. – Ульяновск: УЛГТУ, 2008. – 452 с.

28. Обод, И.И. Сравнительный анализ методов множественного доступа в мобильных информационных сетях [Текст] / И.И. Обод, Кинан

Арус. // Системи обробки інформації: Зб. наук. пр. – Х.: ХВУ, 2013. – Вип. 1 (108). – С. 30-35.

29. Andrew S. Tanenbaum, Computer Networks [Текст] / Andrew S. Tanenbaum. - Prentice Hall, Upper Saddle River Andrew S. Tanenbaum, NJ, 2003. - 892 pp.

30. ТОМАСИ, У. Электронные системы связи [Текст] : пер. с англ./ У. ТОМАСИ. – М.: Техносфера, 2007. – 1360 с.

31. Бернад, С. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]: пер. с англ. / С.Бернард. - 2 изд., - М.: «Вильямс», 2007. — 1104 с.

32. Arokiamary, V.J. Mobile computing [Текст] / V.J.Arokiamary. - Pune, India : Technical Publications Pune, 2008. – 176 с.

33. Poole, J. Antennas and Propagation. MIMO Formats - SISO, SIMO, MISO, MU-MIMO [Электронный ресурс] / J.Poole // Radio-electronics.com. Resources and analysis for electronics engineers. – 2015. – Режим доступа: <http://www.radio-electronics.com/info/antennas/mimo/formats-isiso-simo-miso-mimo.php>. - Загол. з екрану.

34. Shannon, C.E. A mathematical theory of communication [Текст] / C.E.Shannon // Bell systems Technological Journal, 27. 1948, pp. 379-423.

35. Leon, W. Digital and Analog Communication Systems[Текст] / W.Leon. - Prentice Hall, UpperSaddleRiver. Couch II, 1997. 236 p.

36. Tutorial on set up and communications delays for all UHF SATCOM DAMA modes of operation [Электронный ресурс] // Defense information systems agency joint interoperability and engeneering organization (JIEO). Fort Monmouth, New Jersey 07703-5613. – 2011. – Режим доступа: <http://stinet.dtic.mil/cgi-bin/GetTRDoc?AD=ADA336247&Location=U2&doc=GetTRDoc.pdf>. - Загол. з екрану.

37. Phillip M. Feldman. RAND: An Overview and Comparison of Demand Assignment Multiple Access (DAMA) [Электронный ресурс] // Concepts for

Satellite Communications Networks. – 1996. RAND. – Режим доступа:

<http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a317607.pdf>. - Загол. з екрану.

38. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений [Текст] / Л.М.Финк. - 2-е изд., переработанное, дополненное. — М.: Советское радио, 1970. — 728 с.

39. Григорьев, В.А. Сети и системы радиодоступа [Текст] / В.А.Григорьев, О.И.Лагутенко, Ю.А.Распаев. - М.: Эко-Трендз, 2005. - 384 с.

40. Alazemi, H.M.K. Stochastic modeling and analysis of 802.11 DCF with heterogeneous non-saturated nodes [Текст] / H.M.K.Alazemi, A.Margolis, J.Choi, R.Vijaykumar, S.Roy // Computer Communications. – 2007. vol. 30, no. 18, pp. 3652-3661.

41. Шахнович, И. В. Современные технологии беспроводной связи [Текст] / И. В.Шахнович. - Изд. второе, исправленное и дополненное. — М.: Техносфера, 2006. — 288 с.

42. Патент України на корисну модель № 59698, МПК (2011.01) H04L 12/00. Спосіб передачі інформації [Текст] / І.І.Обод, Д.С.Дригваль, А.Д.Крига, Є.О.Мірошніченко, І.В. - № у 2010 13390; заявл. 10.11.2010; опубл. 25.05.2011, Бюл. № 10.

43. Кунегин С.В. Повторное использование частот. [Электронный ресурс] / С.В.Кунегин. - Режим доступа: <http://www.aboutphone.info/kunegin/mobile/povtch.html>. - Загол. з екрану.

44. Маковеева, М.М. Системы связи с подвижными объектами [Текст] / М.М.Маковеева, Ю.С.Шинаков. - Учеб.пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002.

45. Воскресенский, Д.И. Проектирование фазированных антенных решёток [Текст] / Д.И.Воскресенский. - М.: Радиотехника, 2003 г.

46. Кунегин С.В. Характеристики ФАР. [Электронный ресурс] / С.Кунегин. - Режим доступа: <http://kunegin.narod.ru/ref3/far/chap2.htm>. - Загол. з екрану.

47. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. 'Теория передачи сигналов [Текст] / А.Г.Зюко, Д.Д.Кловский, М.В.Назаров, Л.М.Финк. – М.: Радио и связь, 1986 — с.304
48. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM [Текст] / В.И.Попов. - М.: Эко-Трендз, 2005. - 296 с.: ил.
49. Макаренко С. И. Системы многоканальной связи. Вторичные сети и сети абонент-ского доступа: учебное пособие / С.И. Макаренко, В.Е.Федосеев. – СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2014. – 179 с.
50. Основы цифровых технологий. Часть II. Методы модуляции. Помехоустойчивость [Электронный ресурс] / - Режим доступа: <http://www.konturm.ru/newsprint.php?id=help/stat290805>. - Загол. з екрану.
51. Chen, D. Modulation and demodulation for cooperative diversity in wireless systems [Текст] / D. Chen, J. N. Laneman. // IEEE Transactions on Wireless Communications, - 2006. - Vol. 5, №. 7. - P. 1785.
52. Обод, І.І. Оцінка інформаційної ємності мобільних інформаційних мереж [Текст] / І.І.Обод, І.Л.Яценко. // Системи обробки інформації: Зб. наук. пр. – Х.: ХВУ, 2014. – Вип. 5 (121). –с. 136-138.
53. Кравчук, С. О. Анализ пропускной способности системы связи SDMA [Ntrcn] / С. О.Кравчук, М.В.Лаврик. // Наукові записки УНДІЗ: Зб. наук. пр. – Х.: УНДІЗ, 2010. – Вип №2(14). с. 121-125.
54. Schulze, H. Theory end Application of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications [Текст] / H.Schulze, C.Luders // British library Cataloguing in Publication Data. - John Wiley & Sons, Ltd, 2005.
55. Пилипенко, А.М. Особенности применения технологии МІМО для повышения пропускной способности беспроводных сетей связи [Электронный ресурс] / А.М.Пилипенко. // Современные научные исследования и инновации. 2015. № 12. - Режим доступа: <http://web.snauka.ru/issues/2015/12/60066>. - Загол. з екрану. - (Дата обращения: 25.05.2016).

56. Семенов, А. Адаптивные решения в беспроводных сетях [Электронный ресурс] / А.Семенов. // Сети и телекоммуникации. №6 (70), июнь 2004. - Режим доступа:

<https://www.bytemag.ru/articles/detail.php?ID=8764>. - Загол. з екрану. – (Дата обращения: 10.06.2004).

57. Адаптивный подход к оптимизации производительности беспроводных сетей [Электронный ресурс] // Журнал КомпьюАрт. - Режим доступа: <http://www.compuart.ru/article.aspx?id=10735&iid=435>. - Загол. з екрану.

58. Печенежская, Т.П. Адаптивные беспроводные сети: нормативная база и технологии для GREEN COMMUNICATION. [Текст] / Т.П.Печенежская, М.Э.Яновский. // Системи управління, навігації та зв'язку: Зб. наук. пр. –Полтава: ПНТУ, 2011. – Вип. 4 (20). – С. 43-46.

59. Миронов, Ю. Б. Адаптивные методы повышения производительности мобильных беспроводных сетей [Текст]: автореф. дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук: 05.12.13: защищена 14.01.2011 / Миронов Юрий Борисович. – Москва, 2011. - 129с. - 28с.

60. Разгуляев Л. Перспективные мобильные адаптивные сети передачи информации для СВ США [Электронный ресурс] / Л.Разгуляев // Зарубежное военное обозрение. – 2008. - №1. - с.35-39. – Режим доступа: <http://pentagonus.ru/publ/11-1-0-567>. - Загол. з екрану.

61. Петрова, Е.А. Оценка гарантированной информационной скорости передачи в сетях широкополосного радиодоступа с учетом внутрисистемных помех [Электронный ресурс] / Е.А.Петрова. // Журнал радиоэлектроники. Электронный журнал, ISSN 1684-1719 – 2014. N 10 . – 15с. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/alt/oct14/7/text.pdf>.

62. Выборнов О.В. Прогнозирование потенциальной нагрузки секторов сетей широкополосного радиодоступа на основе анализа отношения сигнал/помеха с использованием геоинформационных технологий [Текст] / О.В.Выборнов, А.М.Измайлов, С.В.Козлов, В.Н.Лаврушев, Е.А.Спирина //

Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2013. №4.

63. Конахович Г.Ф., Чуприн В.М. Сети передачи пакетных данных [Текст] / Г.Ф.Конахович, Чуприн В.М. - МК-Пресс, 2006. - 272с.

64. Хелд, Г. Технологии передачи данных [Текст] / Г.Хелд. – ВHV, 2003. 720с.

65. Калмыков, В.В. Транспорт и доступ в инфокоммуникационных сетях. Том 7 [Текст] / В.В.Калмыков, А.М.Меккель, Н.А.Соколов, Ю.С.Шинаков. – Международная академия связи МАС, 2006. – 264 с.

66. Уолренд, Д. Телекоммуникационные и компьютерные сети. Вводный курс [Текст]: пер. с англ. / Д.Уолренд. – Постмаркет, 2008. – 480 с.

67. Пескова, С.А. Сети и телекоммуникации [Текст] / С.А.Пескова, А.В.Кузин, А.Н.Волков. – Академия, 2006. – 352 с.

68. Гольдштейн, Б.С. Сети святы [Текст]: Учебник для ВУЗов / Б.С.Гольдштейн, Н.А.Соколов, Г.Г.Яновский. - СПб.:БХВ-Петербург, 2010. – 400 с.

69. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / В.М.Вишневский, А.И.Ляхов, С.Л.Портной, И.Л.Шахнович. - М.: Техносфера, 2005. – 342 с.

70. Bianchi, G. Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function [Текст] / G.Bianchi // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. - 2000. Vol. 18. P. 535-548.

71. Вишневский, В.М. Оптимизация работы высокоскоростной беспроводной сети в условиях помех [Текст] / В.М.Вишневский, А.И.Ляхов, М.Ю.Якимов // - М.: Электросвязь, 2007. №8. с. 16-19.

72. Vishnevsky, V.M. Study of Beaconing in Multi-Hop Wireless PAN with Distributed Control [Текст] / V V.M.ishnevsky, A.I.Lyakhov, A.A.Safonov, S.S.Mo, A.D.Gelman // IEEE Transactions on Mobile Computing, 2008. Vol. 7. № 1, pp. 113-126.

- 73 Ляхов, А.И. Аналитическая модель передачи данных в сети IEEE 802.16 [Текст] / Л.А.И.яхов, Д.В.Лукин // Автоматика и телемеханика, 2009. № 11. С. 87-100.
- 74 Lyakhov A. Yakimov M. Analytical Study of QoS Oriented Multicast in Wireless Networks [Текст] / A.Lyakhov, M.Yakimov // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2011. V.11. Article ID 307507.
- 75 Shvets E. Analytical model of IEEE 802.11s MCCA based streaming in the presence of noise [Текст] / E.Shvets, A.Lyakhov, A.Safonov, E.Khorov // ACM SIGMETRICS Performance Evaluation Review, 2011. V.39. No. 2. P.38-40.
76. Ляхов, А.И. Проблема неравномерного распределения пропускной способности канала в сетях IEEE 802.11 [Текст] / А.И.Ляхов, И.А.Пустогаров, А.С.Гудилов // Информационные процессы, 2008. Т. 8. № 3. С. 149-167.
77. Dongxia, X. An access delay model for IEEE 802.11e EDCA [Текст] / X.Dongxia, S.Taka, L.V.Nai // IEEE Transactions on Mobile Computing, 2009. Vol.8, pp.261-275.
78. Кирьянов А.Г., Ляхов А.И., Сафонов А.А., Хоров Е.М. Метод оценки эффективности механизмов управления соединениями в беспроводных самоорганизующихся сетях [Текст] / А.Г.Кирьянов, А.И.Ляхов, А.А.Сафонов, Е.М.Хоров // Автоматика и телемеханика. 2012. № 5. С. 39–56.
79. Ipatov V.P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications .– John Willy & Sons Ltd, 2004 - 398p.
80. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]: пер. с англ. / Б.Скляр. - М.: Издат. Дом «Вильямс».- 2003.-1104 с.
81. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. Издание второе, исправленное и дополненное [Текст] / И.В.Шахнович. — М.: Техносфера, 2006. — 288 с.

82. Вишнеvский, В. М. Оценка пропускной способности локальной беспроводной сети при высокой нагрузке и помехах [Текст] /

В.М.Вишнеvский, А.И.Ляхов // Автоматика и телемеханика, 2001. № 8. - с.81–96

83. H. Gharavi, B. Hu. "Directional Antenna for Multipath Ad Hoc Routing", National Institute of Standards and Technology, 2009.

84. Слюсар В. Цифровые антенные решетки – будущее радиолокации [Текст] / В.Слюсар // Военная электроника, 2001. №3. - с. 42-48.

85. Прокиc, Д. Цифровая связь [Текст]: пер. с англ. / Д.Прокиc. – М: Радио и связь, 2000. – 324 с.

86. Ермолаев, В.Т. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи [Текст] / В.Т.Ермолаев, А.Г.Флакcман. - Нижний новгород, 2006. - 99с.

87 Ермолаев, В.Т. Применение адаптивных антенных решеток для повышения скорости передачи информации в беспроводных компьютерных сетях [Текст] / В.Т.Ермолаев, А.А.Мальцев, А.Г.Флакcман, Е.А.Маврычев, С.А.Тираспольский, О.В.Болховская // Труды Научной конференции по радиофизике, ННГУ. - 2002. -с. 22-28.

Додаток А

Фрагмент моделі розрахунку абонентської ємності БС для різних типів модуляції

```

unit Unit1;

{$mode objfpc}{$H+}

interface

uses
  Classes, SysUtils, FileUtil,
  Forms, Controls, Graphics,
  Dialogs, ExtCtrls,
  StdCtrls, math;

type
  { TForm1 }
  TForm1 = class(TForm)
    Button1: TButton;
    Button2: TButton;
    Button3: TButton;
    GraphArea: TImage;
    Mem1: TMemo;
    RightPanel: TPanel;
    procedure Button1Click(Sender: TObject);
    procedure Button2Click(Sender: TObject);
    procedure Button3Click(Sender: TObject);
    procedure GraphAreaClick(Sender: TObject);
    procedure RightPanelClick(Sender: TObject);
  private
    { private declarations }
  public
    { public declarations }
  end;

var
  Form1: TForm1;

implementation
  {$R *.lfm}
  { TForm1 }

function tdma(w,m,r,c:extended):extended;
begin
  tdma:=w*log2(m)/(r*c);
end;

function cdma(w,m,r,q:extended):extended;
begin
  cdma:=2*w*log2(m)/(1.5*r*q*q);
end;

```

```

end;

function xi(l,m,w:extended):extended;
begin
end;

function fact(x:extended):extended;
var i:integer;res:extended;
begin
  res:=1;
  for i:=1 to round(x) do begin
    res:=res*i; end;
  fact:=res;
end;

function erlang_b(a,n:extended):extended;
var stupidsigma:extended;i:integer;
begin
  stupidsigma:=0;
  for i:=0 to round(n) do
stupidsigma:=stupidsigma+power(a,i)/fact(i);
  erlang_b:=power(a,n)/(fact(n)*stupidsigma);
end;

function antierlang(p,n,ai:extended):extended;
var amin,amax,amid,pr:extended;i:integer;
begin
  //
  amin:=0; amax:=ai; amid:=(amax+amin)/2;
  { repeat
    pr:=erlang_b(n,amid);
    if pr<p then begin amax:=amid;amid:=(amax+amin)/2;end;
  //   if pr>p then begin
  until pr=p;}

  if erlang_b(amax,n)<p then repeat
    amax:=amax*2;
  until erlang_b(amax,n)>p;
  form1.memol.Lines.Append(floattostr(erlang_b(amax,n)));
  amin:=amax/2; i:=0;
  repeat
    i:=i+1;

  //   form1.Caption:=inttostr(i);
    amid:=(amin+amax)/2;
    pr:=erlang_b(amid,n);

  //   form1.memol.Lines.Append(floattostr(pr)+'
'+floattostr(p));
    if pr<p then amin:=amid;
    if pr>p then amax:=amid;
  until (pr=p)or(i=300);
  antierlang:=amid;

```

```

end;

procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);
var i,x,y:integer;m,w,maxr,minr,maxk,k,dr:extended;
begin
  maxr:=1920000;
  minr:=192000;
  w:=12500000;
  m:=4;
  dr:=(maxr-minr)/GraphArea.Width;
  maxk:=0;
  for i:=1 to GraphArea.Width do begin
    k:=tdma(w,m,minr+i*dr,7);
    if k>maxk then maxk:=k;
    k:=cdma(w,m,minr+i*dr,2.2360679775);
    if k>maxk then maxk:=k;
  //   memol.Lines.Append(floattostr());
  end;

  GraphArea.Canvas.Pen.Color:=0;
  GraphArea.Canvas.Brush.Color:=clwhite;

  GraphArea.Canvas.FillRect(0,0,grapharea.Width,GraphArea.Height);
  GraphArea.Canvas.Pen.width:=3;
  GraphArea.Canvas.Pen.Color:=clblue;
  GraphArea.Canvas.TextOut(0,0,floattostr(maxk));
  for i:=0 to GraphArea.Width do begin
    k:=tdma(w,m,minr+i*dr,7);
    x:=i;
    y:=grapharea.Height- round(k/maxk*GraphArea.Height);
    if i=0 then GraphArea.Canvas.MoveTo(x,y) else
  GraphArea.Canvas.LineTo(x,y);  end;

  GraphArea.Canvas.Pen.Color:=clred;
  for i:=0 to GraphArea.Width do begin
    k:=cdma(w,m,minr+i*dr,2.2360679775);
    x:=i;
    y:=grapharea.Height- round(k/maxk*GraphArea.Height);
    if i=0 then GraphArea.Canvas.MoveTo(x,y) else
  GraphArea.Canvas.LineTo(x,y);  end;end;

procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);
var n,maxn,otx,oty:integer;a,maxa,aab,p:extended;

begin
  maxa:=0; aab:=0.025; maxn:=50; p:=0.1; oty:=20;
  // for n:=1 to 416 do begin
  n:=maxn;
  a:=antierlang(p,n,1)/aab;
  application.ProcessMessages;
  if a>maxa then maxa:=a;

```

```

// end;
maxa:=2000;
GraphArea.Canvas.Pen.Color:=0;
GraphArea.Canvas.Brush.Color:=clwhite;

GraphArea.Canvas.FillRect(0,0,grapharea.Width,GraphArea.Height);
GraphArea.Canvas.Pen.width:=1;
GraphArea.Canvas.Pen.Color:=clsilver;
for n:=0 to 10 do begin
  GraphArea.Canvas.Line(0,round(n*(GraphArea.Height-
oty)/10),GraphArea.Width,round(n*(GraphArea.Height-oty)/10));
  GraphArea.Canvas.TextOut(0,round(n*(GraphArea.Height-
oty)/10),floattostr(maxa-(n*100))); end;
  for n:=0 to maxn do begin

GraphArea.Canvas.Line(round(n*GraphArea.Width/maxn),0,round(n*Gr
aphArea.Width/maxn),GraphArea.Height);

GraphArea.Canvas.TextOut(round(n*GraphArea.Width/maxn),GraphArea
.Height-20,inttostr(n)); end;
  grapharea.Canvas.TextOut(50,0,'K');
  otx:=GraphArea.Canvas.Font.Size;
  GraphArea.Canvas.Font.Size:=7;
  grapharea.Canvas.TextOut(60,10,'Đ° Đ'Đ;');
  GraphArea.Canvas.Pen.width:=3;
  GraphArea.Canvas.Pen.Color:=clblue;
  GraphArea.Canvas.Font.Size:=otx;
  grapharea.Canvas.TextOut(GraphArea.Width-60,GraphArea.Height-
45,'N');
  GraphArea.Canvas.Font.Size:=7;
  grapharea.Canvas.TextOut(GraphArea.Width-50,GraphArea.Height-
35,'Đ'ĐÑÑ');
  GraphArea.Canvas.Font.Size:=otx;
// GraphArea.Canvas.TextOut(0,0,floattostr(maxa));
  for n:=1 to maxn do begin
    a:=antierlang(p,n,1)/(maxa*aab);application.ProcessMessages;
    if n=1 then
GraphArea.Canvas.Moveto(round(n*(grapharea.Width/maxn)),graphare
a.Height-oty-round(a*(grapharea.Height-oty)))
      else
GraphArea.Canvas.Lineto(round(n*(grapharea.Width/maxn)),graphare
a.Height-oty-round(a*(grapharea.Height-oty)));
    end;
// memol.Lines.Append(floattostr(antierlang(0.02,416,1)));end;
procedure TForm1.Button3Click(Sender: TObject);
begin
  GraphArea.Picture.SaveToFile('1.bmp');end;
procedure TForm1.GraphAreaClick(Sender: TObject);
begin end;

procedure TForm1.RightPanelClick(Sender: TObject);
begin

```

end;

end.

Додаток Б

Фрагмент моделі побудови ДС лінійної еквідистантної АР

```

unit Unit1;

{$mode objfpc}{$H+}
interface
uses
  Classes, SysUtils, FileUtil, LResources, Forms, Controls,
  Graphics, Dialogs, StdCtrls, Spin, math;
type complex=record re:double;im:double;end;
type { TForm1 }
  TForm1 = class(TForm)
    Button1: TButton;
    Button2: TButton;
    Label1: TLabel;
    Label2: TLabel;
    Memo1: TMemo;
    SpinEdit1: TSpinEdit;
    SpinEdit2: TSpinEdit;
    SpinEdit3: TSpinEdit;
    SpinEdit4: TSpinEdit;
    SpinEdit5: TSpinEdit;
    procedure Button1Click(Sender: TObject);
    procedure Button2Click(Sender: TObject);
    procedure Button3Click(Sender: TObject);
    procedure Button4Click(Sender: TObject);
    procedure Button5Click(Sender: TObject);
    procedure Button6Click(Sender: TObject);
    procedure SpinEdit1Change(Sender: TObject);
    procedure SpinEdit2Change(Sender: TObject);
    procedure SpinEdit3Change(Sender: TObject);
    procedure SpinEdit4Change(Sender: TObject);
  private
    { private declarations }
  public
    { public declarations }    end;
var
  Form1: TForm1;   c:complex;
  matr:array[1..100,1..200]of complex;
  sig,woptim:array[1..100]of complex;
implementation
{ TForm1 }
operator + (a,b:complex)RES:complex;
begin
  res.re:=a.re+b.re;
  res.im:=a.im+b.im;end;
operator - (a,b:complex)RES:complex;
begin
  res.re:=a.re-b.re;res.im:=a.im-b.im;end;
operator * (a,b:complex)RES:complex;

```

```

begin
res.re:=(a.re*b.re)-(a.im*b.im);res.im:=(a.re*b.im)+(b.re*a.im);
end;
operator / (a,b:complex)RES:complex;
begin
res.re:=((a.re*b.re)+(a.im*b.im))/((b.re*b.re)+(b.im*b.im));
res.im:=((a.im*b.re)-(a.re*b.im))/((b.re*b.re)+(b.im*b.im));
end;
operator := (b:double)res:complex;var h:complex;
begin
//
h.re:=b;h.im:=0;res:=h;end;
procedure mpr(n:integer);var i,j,r:integer;cpx:complex;
begin
//
for i:=1 to n do begin
woptim[i]:=0;
for r:=1 to n do begin
woptim[i]:=woptim[i]+(matr[i,r+n]*sig[r]);
end;end;end;
procedure mobr(n:integer);
var i,j,k:integer;a:array[1..2,1..4]of complex;d:complex;
procedure vivm;var i,j:integer;
begin
for i:=1 to n do begin
for j:=1 to n*2 do begin
form1.Mem1.Text:=form1.Mem1.Text+'('+floattostr(matr[i,j].re)+
'+floattostr(matr[i,j].im)+') ';
end;
form1.Mem1.Text:=form1.Mem1.Text+#13+#10;
end;
form1.Mem1.Lines.Append('-----');
end;
begin
for i:=1 to n do
for j:=n+1 to n*2 do if i<>j-n then matr[i,j]:=0 else
matr[i,j]:=1;
//vivm;
for i:=1 to n do begin
for j:=n*2 downto i do matr[i,j]:=matr[i,j]/matr[i,i];
if i<n then begin
for k:=i+1 to n do begin
d:=matr[k,i];
for j:=1 to n*2 do matr[k,j]:=matr[k,j]-(matr[i,j]*d);
end;
end;
end;
end;
//vivm;//обр ход
for i:=n downto 2 do begin
for k:=i-1 downto 1 do begin
d:=matr[k,i];
for j:=i to n*2 do matr[k,j]:=matr[k,j]-matr[i,j]*d;
end;end;

```



```

//vivm;
{d:=matr[1,2];
for j:=1 to 4 do matr[1,j]:=matr[1,j]-(matr[2,j]*d);
vivm;}end;
procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);
var m:array[0..100]of
double;h,summa:complex;tetta,summal:double;n:integer;m2:integer;
begin
  for m2:=0 to 100 do begin
    tetta:=-pi/2+pi/100*m2;
    summa.re:=0;
    summa.im:=0;
    for n:=1 to spinedit1.Value do begin
      h.re:=cos(pi*sin(tetta)*(n-1));
      h.im:=sin(pi*sin(tetta)*(n-1));
      summa:=summa+h;
    end;
    summal:=sqrt(sqr(summa.im)+sqr(summa.re))/n;
    m[m2]:=summal;
  end;
  summal:=0;
  for n:=0 to 100 do if m[n]>summal then summal:=m[n];
  //showmessage(floattostr(summal));
  // Декарт
  //сетка
  canvas.FillRect(0,0,Form1.Width,Form1.Height);
  canvas.Pen.Color:=clsilver;
  for n:=0 to 10 do begin
    canvas.Line(form1.Width div 2,round(n*((form1.Height-30)/10)),
      form1.Width,round(n*((form1.Height-
30)/10)));
    canvas.Line((form1.Width div 2)+round(n*form1.Width/20),0,
      (form1.Width div
2)+round(n*form1.Width/20),(form1.Height-30));
  end;
  //построение
  canvas.Pen.Color:=clblack;
  n:=1;
  canvas.MoveTo((form1.Width div 2)+round(n*form1.Width/200),
    form1.Height-30-
round(m[n]*(form1.Height-30)));
  for n:=0 to 100 do canvas.LineTo((form1.Width div
2)+round(n*form1.Width/200),
    form1.Height-30-
round(m[n]*(form1.Height-30)));
  // Полярн.коорд.
  //сетка
  canvas.Pen.Color:=clsilver;
  for n:=10 downto 0 do canvas.EllipseC(form1.Width div
4,((form1.Height-30)div 2),
    round(n*((form1.width)/40)),
    round(n*((form1.Height-
30)/20)));

```

```

    for n:=0 to 36 do canvas.Line(form1.Width div
4,((form1.Height-30)div 2),
round(sin(n/18*pi)*((form1.width)/4))+form1.Width div 4,
round(cos(n/18*pi)*((form1.Height-
30)/2))+((form1.Height-30)div 2));
    //построение
    canvas.Pen.Color:=clblack;
    n:=1;
    canvas.MoveTo(round(sin(n/50*pi)*m[n]*(form1.Width/8))+form1.Wi
dth div 4),
round(cos(n/50*pi)*m[n]*(form1.Height-30)/2))+((form1.Height-
30)div 2));
    for n:=0 to 100 do begin
    canvas.LineTo(round(sin(n/100*pi)*m[n]*(form1.Width/4))+form1.W
idth div 4),
round(cos(n/100*pi)*m[n]*(form1.Height-30)/2))+((form1.Height-
30)div 2));
    end;end;
procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);
var m:array[0..1000]of
double;h,summa:complex;tetta,tettapom,tettasig,summa1:double;n,i
,j,k,kp:integer;m2:integer;
d1:double;
begin
    //
    k:=spinedit1.Value;
    d1:=10000;
    tettapom:=pi/2-(spinedit3.Value/180*pi);
    tettasig:=pi/2-(spinedit2.Value/180*pi);
    for i:=1 to k do
    for j:=1 to k do begin
        h.re:=d1*cos(pi*sin(tettapom)*(j-i));
        h.im:=d1*sin(pi*sin(tettapom)*(j-i));
        if i=j then h.re:=h.re+1;
        matr[i,j]:=h;end;
    for i:=1 to k do begin
    sig[i].re:=0;
    sig[i].im:=0;
        for kp:=0 to spinedit5.Value-1 do begin
            sig[i].re:=sig[i].re+cos(pi*sin(tettasig-
(kp*2*pi/(3*spinedit5.value)))*(i-1));
            sig[i].im:=sig[i].im-sin(pi*sin(tettasig-
(kp*2*pi/(3*spinedit5.value)))*(i-1)); end;
        sig[i].re:=sig[i].re/sqrt(kp+1);
        sig[i].im:=sig[i].im/sqrt(kp+1);end;
        mobr(k);
        mpr(k);
    {for i:=1 to 7 do begin
    for j:=1 to 7 do
    memol.Text:=memol.Text+floattostr(matr[i,j].re)+' ';
    memol.Text:=memol.Text+#13+#10;end;;}kp:=1000;
        for m2:=0 to kp do begin
            tetta:=-pi/2+pi/kp*m2;

```

```

        summa.re:=0;          summa.im:=0;
        for n:=1 to k do begin
            h.re:=cos(pi*sin(tetta)*(n-1));
            h.im:=sin(pi*sin(tetta)*(n-1));
            summa:=summa+(h*woptim[n]);
        end;
        summa1:=sqrt(sqr(summa.im)+sqr(summa.re))/n;
        m[m2]:=summa1; end;
    summa1:=0;
// for n:=0 to 100 do m[n]:=ln(m[n])/20;
//showmessage(floattostr(summa1));
// Декарт
//сетка
canvas.Brush.Color:=clwhite;
canvas.FillRect(0,0,Form1.Width,Form1.Height);
canvas.Pen.Color:=clsilver;
canvas.Pen.Width:=1;
for n:=0 to 18 do begin
    canvas.Line(form1.Width div 2,round(n*((form1.Height-30)/18)),
                form1.Width,round(n*((form1.Height-
30)/18)));
    canvas.Line((form1.Width div 2)+round(n*form1.Width/36),0,
                (form1.Width div
2)+round(n*form1.Width/36),(form1.Height-30));
    canvas.TextOut((form1.Width div 2)+round(n*form1.Width/36)-
(canvas.TextWidth(inttostr((n-9)*10)) div 2),
                form1.Height-30,inttostr((n-9)*10)); end;
//построение
canvas.Pen.Width:=2;
canvas.Pen.Color:=clred;
canvas.Line((form1.Width div
2)+round((tettapom+pi/2)*100/pi*form1.Width/200),0,
                (form1.Width div
2)+round((tettapom+pi/2)*100/pi*form1.Width/200),form1.Height-
30);
    canvas.Pen.Color:=clblue;
//showmessage(inttostr((form1.Width div 2)+round((tettasig-
3*pi/2)*100/pi*form1.Width/200)));
    canvas.Line((form1.Width div
2)+round((tettasig+pi/2)*100/pi*form1.Width/200),0,
                (form1.Width div
2)+round((tettasig+pi/2)*100/pi*form1.Width/200),form1.Height-
30);
    canvas.Pen.Color:=clblack;
    canvas.Pen.Width:=2;
    n:=1;
    canvas.MoveTo((form1.Width div 2)+round(n*form1.Width/200),
                (form1.Height-30)-
round(m[n]*(form1.Height-30)));
    for n:=0 to kp do canvas.LineTo((form1.Width div
2)+round(n*form1.Width/(kp*2)),
                (form1.Height-30)-round(m[n]*(form1.Height-30)));
// Полярн.коорд.

```

```

//сетка
canvas.Pen.Color:=clsilver;
canvas.Pen.Width:=1;
for n:=10 downto 0 do canvas.EllipseC(form1.Width div
4,((form1.Height-30)div 2),
round(n*((form1.width)/40)),
round(n*((form1.Height-30)/20)));
for n:=0 to 36 do canvas.Line(form1.Width div
4,((form1.Height-30)div 2),
round(sin(n/18*pi)*((form1.width)/4))+form1.Width div 4,
round(cos(n/18*pi)*((form1.Height-30)/2))+((form1.Height-
30)div 2));
//построение
canvas.Pen.Width:=2; canvas.pen.color:=clred;
canvas.Line(form1.Width div 4,((form1.Height-30)div 2),
round(sin(tettapom)*((form1.width)/4))+form1.Width div 4,
round(cos(tettapom)*((form1.Height-30)/2))+((form1.Height-
30)div 2));
canvas.pen.color:=clblue;
canvas.Line(form1.Width div 4,((form1.Height-30)div 2),
round(sin(tettasig)*((form1.width)/4))+form1.Width div 4,
round(cos(tettasig)*((form1.Height-30)/2))+((form1.Height-
30)div 2));
canvas.Pen.Color:=clblack;
n:=1;
canvas.MoveTo(round(sin((n-
(kp/2))/kp*pi)*m[n]*(form1.Width/8))+form1.Width div 4),
round(cos((n-(kp/2))/kp*pi)*m[n]*(form1.Height-
30)/2))+((form1.Height-30)div 2));
for n:=0 to kp do begin
canvas.LineTo(round(sin((n-
(kp/2))/kp*pi)*m[n]*(form1.Width/4))+form1.Width div 4),
round(cos((n-(kp/2))/kp*pi)*m[n]*(form1.Height-
30)/2))+((form1.Height-30)div 2));
end;end;
procedure TForm1.Button3Click(Sender: TObject);
begin end;

procedure TForm1.Button4Click(Sender: TObject);
begin end;

procedure TForm1.Button5Click(Sender: TObject);
begin end;

procedure TForm1.Button6Click(Sender: TObject);
begin end;
procedure TForm1.Sp>Edit1Change(Sender: TObject);
begin button2.Click;end;
procedure TForm1.Sp>Edit2Change(Sender: TObject);
begin button2.Click;end;
procedure TForm1.Sp>Edit3Change(Sender: TObject);
begin end;

```

```
procedure TForm1.SpinEdit4Change(Sender: TObject);  
begin  button2.Click;;end;  
initialization  
  {$I unit1.lrs}end.
```

Додаток В

Фрагмент моделі побудови ДС просторової АР довільної форми

```

unit Unit1;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Variants, Classes, Graphics,
  Controls, Forms,
  Dialogs, StdCtrls, ExtCtrls, math;

type
  TForm1 = class(TForm)
    Button1: TButton;
    Button2: TButton;
    Image1: TImage;
    Button3: TButton;
    RGDiagType: TRadioGroup;
    Image2: TImage;
    Label1: TLabel;
    Label2: TLabel;
    Label3: TLabel;
    Label4: TLabel;
    Label5: TLabel;
    Label6: TLabel;
    Image3: TImage;
    Label7: TLabel;
    Label8: TLabel;
    procedure Button1Click(Sender: TObject);
    procedure Button2Click(Sender: TObject);
    procedure FormCreate(Sender: TObject);
    procedure FormDestroy(Sender: TObject);
    procedure Image1MouseDown(Sender: TObject; Button:
TMouseButton;
      Shift: TShiftState; X, Y: Integer);
    procedure Button3Click(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;
type tfeeder = class(tobject)
  x:double;
  y:double;
  z:double;
  lambda:double;
  phase:double;
  ampl:double;
  function getwave(ph:double;px,py:double):double;
  function getl(tetta,fi:double):double;

```

```

end;

var
  Form1: TForm1;
  efir,efirmax:array[0..200,0..200]of double;
  feeders:array of tfeeder;
  fcnt:integer;
  ox,oy,masst:double;
  diagr:array[0..360,0..180]of double;
implementation

{$R *.dfm}
function xyztoxe(x,y,z:double):double;
begin
result:=(((masst*y*sqrt(3))-(masst*x*sqrt(3)))/sqrt(6))+ox;
end;

function xyztoye(x,y,z:double):double;
begin
result:=(((masst*y)+(2*masst*(-z))+(masst*x))/sqrt(6))+oy;
end;

function tfeeder.getwave(ph:double;px,py:double):double;
var dx,dy:double;dist,tetta:double;
begin
dx:=abs(x-px);
dy:=abs(y-py);
dist:=sqrt(sqr(dx)+sqr(dy));
tetta:=(phase*lambda)+ph+dist;
result:=sin(pi*(tetta)/lambda)*ampl;

end;

function tfeeder.getl(tetta,fi:double):double;
var cosmfi:double;
begin
cosmfi:=cos(-fi);
result:=(x*cos(-tetta)*cosmfi)-(y*sin(-tetta)*cosmfi)-(z*sin(-
fi));
end;

procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);
var m,x,y:integer;c:tcolor;r:byte;
begin
{for m:=50 downto 0 do begin
canvas.Pen.Color:=rgb(round((sin(pi*m/10)+1)*127),0,0);
canvas.Ellipse(50-m,50-m,50+m,50+m);
end;}
canvas.Brush.Color:=0;
canvas.Rectangle(0,200,120,300);
for m:=0 to 19 do begin
for x:=0 to 100 do
for y:=0 to 100 do begin

```

```

canvas.Pixels[x,y]:=round((sin(pi*(m+sqrt(sqr(x-50)+sqr(y-50)))/10)+1)*127);
end;

for x:=0 to 100 do
for y:=0 to 100 do canvas.Pixels[x,y+100]:=canvas.Pixels[x,y];

for x:=0 to 100 do
for y:=0 to 100 do
begin
c:=canvas.Pixels[x+10,y+100];
canvas.Pixels[x+10,y+100]:=rgb(getrvalue(c),getrvalue(canvas.Pixels[x,y]),0);
end;

for x:=0 to 100 do
for y:=0 to 100 do
begin
c:=canvas.Pixels[x+20,y+100];
canvas.Pixels[x+20,y+100]:=rgb(getrvalue(c),getgvalue(c),getrvalue(canvas.Pixels[x,y]));
end;

for x:=0 to 120 do
for y:=100 to 200 do
begin
r:=round((getrvalue(canvas.Pixels[x,y])+getgvalue(canvas.Pixels[x,y])+getbvalue(canvas.Pixels[x,y]))/3);
canvas.Pixels[x,y]:=rgb(r,r,r);
if canvas.Pixels[x,y+100]<rgb(r,r,r) then
canvas.Pixels[x,y+100]:=rgb(r,r,r);
end;
end;

for m:=0 to 360 do begin
{55x250}
x:=round(cos(m*pi/180)*35)+55;
y:=round(sin(m*pi/180)*35)+250;
canvas.Pixels[m,550-getrvalue(canvas.Pixels[x,y])]:=0;
end;
end;

function itocolor(d:double):cardinal;
var i:integer;r,g,b:byte;
begin
i:=round(d*767);
if(i<=255)then b:=i else
if(i>255)and(i<=511)then b:=(255-(i-256))else
if(i>767)and(i<=1023)then b:=(i-768)else b:=0;

if(i>255)and(i<=511)then g:=(i-256)else
if(i>511)and(i<=767)then g:=(255-(i-512))else
if(i>767)and(i<=1023)then g:=(i-768)else g:=0;

```



```

if(i<=511)then r:=0 else
if(i>511)and(i<=768)then r:=(i-512)else r:=255;
result:=rgb(r,g,b);
end;

procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);
var x,y,i,xe,ye:integer;r,g,b:byte;max,tetta,fi,sumabs:double;
begin
for i:=0 to 361 do begin
max:=i/361;
image3.Canvas.Pen.Color:=itocolor(max);
image3.Canvas.MoveTo(i,0);
image3.Canvas.LineTo(i,image3.Height);
end;
max:=0;
for x:=0 to 360 do
for y:=0 to 180 do
if diagr[x,y]>max then max:=diagr[x,y];

for x:=0 to 360 do
for y:=0 to 180 do
begin
if max<>0 then
//i:=round((diagr[x,y]/max)*767);
//g:=r;b:=r;
image2.Canvas.Pixels[x,y]:=itocolor(diagr[x,y]/max);
tetta:=(x)/180*pi;
fi:=(y-90)/180*pi;

sumabs:=diagr[x,y]*200;

if RGDiagType.ItemIndex=0 then begin //Кривые

xe:=round(xyztoxe(cos(fi)*cos(tetta)*sumabs,cos(fi)*sin(tetta)*s
umabs,sin(fi)*sumabs));
ye:=round(xyztoye(cos(fi)*cos(tetta)*sumabs,cos(fi)*sin(tetta)*s
umabs,sin(fi)*sumabs));
image1.Canvas.Pen.Color:=itocolor(diagr[x,y]/max);
if x=0 then image1.Canvas.MoveTo(xe,ye) else
image1.Canvas.LineTo(xe,ye);
end;
if RGDiagType.ItemIndex=1 then
begin //сфера
//tetta:=tetta+(3*pi/4);
xe:=round(xyztoxe(cos(fi)*cos(tetta)*25,cos(fi)*sin(tetta)*25,sin(fi)*25));
ye:=round(xyztoye(cos(fi)*cos(tetta)*25,cos(fi)*sin(tetta)*25,sin(fi)*25));
//if (x>315)or(x<135)then
//image1.Canvas.Pixels[xe,ye]:=itocolor(diagr[x,y]/max);
end;

```

```

if RGDiagType.ItemIndex=2 then
begin //поверхность
xe:=round(xyztoxe(tetta*25-50,(fi*50),sumabs));
ye:=round(xyztoye(tetta*25-50,(fi*50),sumabs));
image1.Canvas.Pixels[xe,ye]:=itocolor(diagr[x,y]/max);
end;

end;

end;

procedure TForm1.FormCreate(Sender: TObject);
var m,n:integer;
begin
fcnt:=84;
setlength(feeders,fcnt);
ox:=image1.Width div 2;oy:=image1.Height div 2;masst:=2;
for n:=0 to 6 do
for m:=0 to 11 do begin
feeders[m*7+n]:=tfeeder.Create;
feeders[m*7+n].x:=m*5;//(sin(pi*m/6)*(60/(2*pi)));
feeders[m*7+n].y:=0;//(cos(pi*m/6)*(60/(2*pi)));
feeders[m*7+n].z:=n*5;
feeders[m*7+n].lambda:=10;
feeders[m*7+n].ampl:=1;
feeders[m*7+n].phase:=(feeders[m*7+n].lambda-
(sqrt(sqr(feeders[m*7+n].x+1000)+sqr(feeders[m*7+n].y)))/feeders[
m*7+n].lambda));
end;
end;

procedure TForm1.FormDestroy(Sender: TObject);
var m:integer;
begin
for m:=0 to fcnt-1 do feeders[m].Free;
end;

procedure TForm1.Image1MouseDown(Sender: TObject; Button:
TMouseButton;
Shift: TShiftState; X, Y: Integer);
var f:integer;
begin
for f:=0 to fcnt-1 do begin
feeders[f].phase:=feeders[f].lambda-(sqrt(sqr(X-
feeders[f].x)+sqr(Y-feeders[f].y)))/feeders[f].lambda);
end;
button2.Click;
end;

function getl(x,y,tetta:double):double;
begin
result:=sqrt((x*x)+(y*y))*cos(arctan2(y,x)-tetta);
//result:=(x*cos(-tetta))-y*sin(-tetta));

```

```

end;

procedure TForm1.Button3Click(Sender: TObject);
var
  tetta, fi, f, g, sumf, sumg, ox, oy, oz, sumabs, dl: double; m, n, e: integer; x
  e, ye: integer; l: double;

begin
  //
  imagel.Canvas.Brush.Color:=clwhite;
  imagel.Canvas.Rectangle(0,0,imagel.Width,imagel.Height);
  ox:=0;oy:=0;oz:=0;
  for e:=0 to fcnt-1 do begin
    ox:=ox+feeders[e].x;
    oy:=oy+feeders[e].y;
    oz:=oz+feeders[e].z;
  end;
  ox:=ox/fcnt;oy:=oy/fcnt;oz:=oz/fcnt;
  for n:=-90 to 90 do
    //n:=50;
    for m:=0 to 360 do begin
      tetta:=pi*m/180;
      fi:=n/180*pi;
      sumf:=0;sumg:=0;
      for e:=0 to fcnt-1 do begin
        l:=2*pi*(feeders[e].getl(tetta,fi)+feeders[e].phase)/feeders[e].
        lambda;
        sumf:=sumf+cos(l);
        sumg:=sumg+sin(l);
      end;
      sumf:=sumf/fcnt;
      sumg:=sumg/fcnt;
      sumabs:=sqrt((sumf*sumf)+(sumg*sumg));
      {if m=0 then imagel.canvas.MoveTo(m,400-round(sumabs*100)) else
      imagel.canvas.LineTo(m,400-round(sumabs*100));}
      diagr[m,n+90]:=sumabs;

    end;
    imagel.Canvas.Pen.Color:=clred;
    xe:=round(xyztoxe(0,0,0));
    ye:=round(xyztoye(0,0,0));
    imagel.Canvas.MoveTo(xe,ye);
    xe:=round(xyztoxe(0,0,100));
    ye:=round(xyztoye(0,0,100));
    imagel.Canvas.LineTo(xe,ye);
    imagel.Canvas.TextOut(xe,ye,'Z');
    imagel.Canvas.Pen.Color:=cllime;
    xe:=round(xyztoxe(0,0,0));
    ye:=round(xyztoye(0,0,0));
    imagel.Canvas.MoveTo(xe,ye);
    xe:=round(xyztoxe(0,100,0));
    ye:=round(xyztoye(0,100,0));
  end;

```

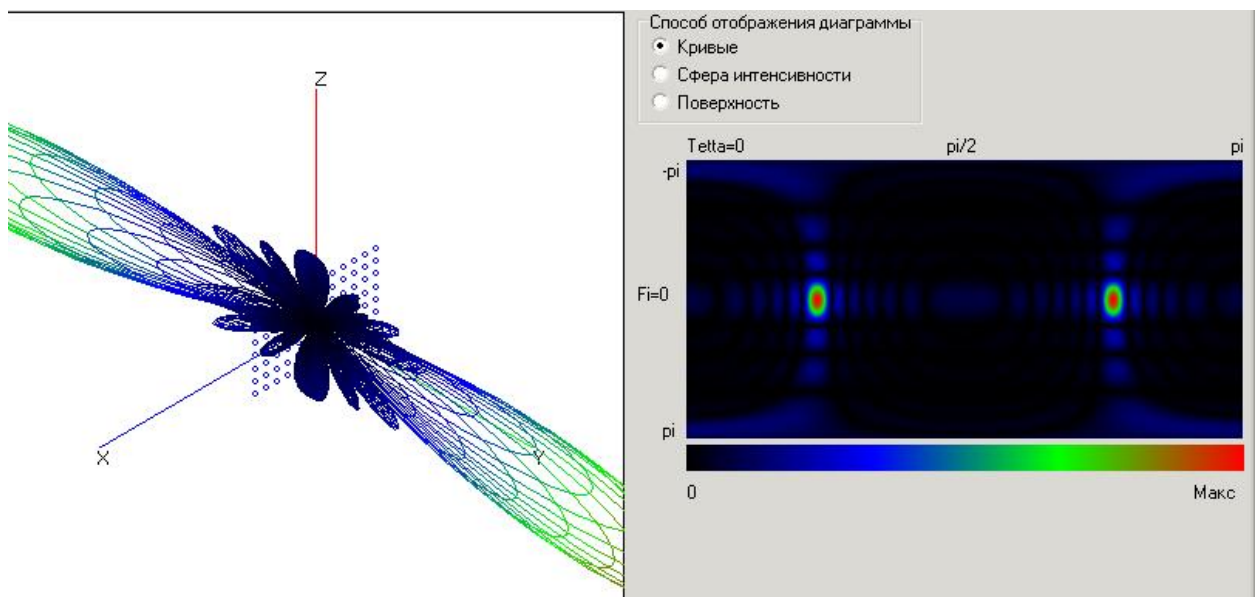
```

image1.Canvas.lineTo(xe,ye);
image1.Canvas.TextOut(xe,ye,'Y');
image1.Canvas.Pen.Color:=clblue;
xe:=round(xyztoxe(0,0,0));
ye:=round(xyztoye(0,0,0));
image1.Canvas.MoveTo(xe,ye);
xe:=round(xyztoxe(100,0,0));
ye:=round(xyztoye(100,0,0));
image1.Canvas.lineTo(xe,ye);
image1.Canvas.TextOut(xe,ye,'X');
for e:=0 to fcnt-1 do
begin
xe:=round(xyztoxe(feeders[e].x-ox,feeders[e].y-oy,feeders[e].z-oz));
ye:=round(xyztoye(feeders[e].x-ox,feeders[e].y-oy,feeders[e].z-oz));
image1.Canvas.Ellipse(xe-2,ye-2,xe+2,ye+2);
end;
//button2.Click;
end;

end.

```

Результат работы программного dodatku



Додаток Г

Документи впровадження



«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор НДПКІ «Молнія»
 Доктор технічних наук, професор

Кравченко В.І.

« 15 » 12 2015р.

А К Т

впровадження результатів наукових досліджень старшого викладача кафедри «Системи інформації» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» Нікітіна Сергія Олександровича

Комісія НДПКІ «Молнія» у складі: голови комісії - начальника НДВ 2, канд. тех. наук, ст.н.співр. Князєва В.В., головного метролога Немченко Ю.С., зав. лаб. Лесного І.П. відзначає, що результати наукових досліджень старшого викладача кафедри «Системи інформації» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» Нікітіна Сергія Олександровича використані під час проведення сертифікаційних іспитів та експериментальних досліджень на відповідність радіоелектронних систем і комплексів вимогам стандартів щодо рівня електромагнітного випромінювання (госп. договори № 20163 від 21.12.2012р., № 20175 від 20.03.2013р., 20181 від 07.05.2013р.).

Створена в рамках дисертаційної роботи програма автоматизації процесу моніторингу зовнішньої електромагнітної обстановки та визначення рівня кондуктивних завад, які наведені у між блочних лініях зв'язку радіоелектронної апаратури, дозволила підвищити точність результатів вимірів на 5% - 7%. Комп'ютерна програма інтерактивного аналізу експериментальних даних та генерації звітів (Свідоцтво № 24621 про реєстрацію авторського права на твір), дозволила автоматизувати процес аналізу результатів експериментальних досліджень та суттєво скоротити час їх обробки.

Начальник НДВ 2,
 канд. тех. наук, ст.н. співр.

Головний метролог НДПКІ «Молнія»
 Завідувач лабораторією

Князєв В.В.
 Немченко Ю.С.
 Лесной І.П.



МІНІСТЕРСТВО ПРОМИСЛОВОЇ ПОЛІТИКИ УКРАЇНИ
КАЗЕННЕ ПІДПРИЄМСТВО

ХАРКІВСЬКЕ КОНСТРУКТОРСЬКЕ БЮРО

З МАШИНОБУДУВАННЯ ІМЕНІ О.О. МОРОЗОВА

61001, м. Харків, вул. Плеханівська, 126 тел./факс: (057) 757-41-44, 757-41-45, телетайп: «Грім», 125040
e-mail: morozov@morozov.com.ua

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Головний конструктор КН ХКБМ
ім. О.О.Морозова
кандидат технічних наук, професор

Ю. М. Бусяк
«18» _____ 2007 р



АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів науково-дослідних робіт за Додатковою угодою №7-352 до Договору від 15 січня 2000р. про науково-технічну співдружність між КН ХКБМ ім. О.О.Морозова та ХНТУ «ХПІ» з комплексного дослідження методів та засобів забезпечення живучості і стійкості електронних систем в умовах дії потужних електромагнітних випромінювань

Комісія у складі : голови – начальника відділу , кандидата технічних наук Васильченка І.І. та членів комісії - начальника відділу Бобровського О.І. і заступника начальника відділу Сіренка С.М. встановила , що:

Згідно з Додатковою угодою №7-352 протягом 2005-2007р. на кафедрі “Системи інформації” Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут” проводилися роботи по розробці та обґрунтуванню інженерної методики розрахунку струму та напруг завад на типових провідникових міжблочних лініях зв'язку об'єктів бронетехніки , які викликані дією потужного електромагнітного випромінювання.

Робота виконувалася під науковим керівництвом канд. техн. наук Серкова О.А., співробітниками старшими викладачами Дженюк Н.В., Толкочовим М.Ю., бакалаврами Шаловаловой Н.Ю., Нікітним С.О.

Отриманні при цьому результати , а саме:

- математична модель взаємодії зовнішнього середовища і радіоелектронної системи та створена на її основі програма для автоматизованого розрахунку структури електромагнітного поля всередині екранів – корпусів та об'єктів;

- інженерна методика розрахунків наведеного струму та напруги на типових електричних ланцюгах бронетехніки ;

- практичні рекомендації щодо підвищення живучості окремих конкретних систем бронетехніки , зокрема комплексу оптико-електронної протидії, які дозволили на 14 дБ зменшити величину наведеного струму завад на елементах комплексу,

дозволили виконувати експрес-оцінку завадостійкості окремих систем на стадіях їх розробки та були використані при розробці технічних пропозицій з модернізації виробів БМ “Оплот” та Г-80УД.

Впровадження результатів цієї роботи дозволяє підвищити рівень завадостійкості та живучості радіоелектронних систем бронетанкової техніки

Голова комісії

І. І. Васильченко

І. І. Васильченко

Члени комісії

О. І. Бобровський

О. І. Бобровський

С. М. Сіренко

С. М. Сіренко

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Проректор з наукової роботи
Національного технічного університету
«Харківський політехнічний інститут»,
доктор технічних наук, професор



Марченко А.П.

23 » 03 2014р.

А К Т

про реалізацію результатів наукових досліджень старшого викладача
кафедри «Системи інформації» Національного технічного університету
«Харківський політехнічний інститут»
Нікітіна Сергія Олександровича


Комісія НТУ «ХПІ» у складі: голови комісії – професора кафедри «Системи інформації» доктора технічних наук, професора Обода І.І., членів комісії: професора кафедри «Системи інформації» кандидата технічних наук, професора Судакова Б.М., доцента кафедри «Системи інформації» кандидата технічних наук, доцента Бреславця В.С. відзначає, що результати наукових досліджень старшого викладача кафедри «Системи інформації» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» Нікітіна Сергія Олександровича, які представлено у вигляді робочих матеріалів, використані під час підготовки лекційного курсу «Електромагнітна сумісність телекомунікаційних систем».

До складу лекційного матеріалу включено розроблені математичні моделі та запропонований здобувачем спосіб формування та керування багатопроменевим випромінюванням антенної решітки.


Програмні засоби для формування та керування багатопроменевим випромінюванням використано для організації лабораторного практикуму за курсом «Електромагнітна сумісність телекомунікаційних систем».

Акт про реалізацію наукових досліджень Нікітіна С.О. складений для подання до спеціалізованої вченої ради по захисту дисертацій.

Голова комісії:
доктор технічних наук, професор

 - Обод І.І.

Члени комісії:
кандидат технічних наук, професор

 Судаков Б.М.

кандидат технічних наук, доцент

 Бреславець В.С.