

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

ЛИСЕЧКО ВОЛОДИМИР ПЕТРОВИЧ

УДК 621.396.

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОДИ ТА МОДЕЛІ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ
БЕЗПРОВОДОВИХ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ
СИСТЕМ НА БАЗІ СКЛАДНИХ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ
КОНСТРУКЦІЙ**

05.12.02 – «Телекомунікаційні системи та мережі»

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

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

В.П. Лисечко

Київ-2023

АНОТАЦІЯ

Лисечко В.П. Методи та моделі підвищення завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем на базі складних сигнально-кодових конструкцій – кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі. Національний авіаційний університет Міністерства освіти і науки України.

В дисертаційній роботі вирішується актуальне науково-технічне завдання підвищення завадостійкості інтелектуальних телекомунікаційних систем на базі складних сигнально-кодових конструкцій.

В роботі розглянуто особливості функціонування інтелектуальних телекомунікаційних систем (ІТС). Кожна з компонентів (ІТС) інтегрована в єдину систему за допомогою елементів інтелектуальності, що засновані на використанні сучасних нейронних мереж. Заради досягнення більшої ефективності використання ІТС, важливо забезпечити високу швидкість прийняття рішень для управління цими системами і гарантувати високу пропускну здатність. Ця інтеграція інтелектуальності і нейронних мереж дозволяє системі вчитися і адаптуватися до змінних умов і вимог, що сприяє покращенню їхньої продуктивності та ефективності.

Завдання пов'язані зі створенням моделей систем керування на основі нейронних мереж, систем моніторингу радіочастотного спектру з використанням комплексного підходу та систем сигналів для ІТС, заснованих на сигналах з покращеними взаємними кореляційними властивостями, в нашій країні в сучасних умовах в комплексі не вирішуються. Це створює нову наукову проблему, пов'язану з підвищенням завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. Розв'язання цієї проблеми включає в себе застосування складних сигналів. Ці заходи спрямовані на досягнення кількох цілей: підвищення швидкості прийняття рішень, зменшення

імовірності помилок, підвищення пропускну здатності, підвищення завадостійкості ІТС на базі складних сигналів. Тобто тема дослідження є актуальною, сучасною і необхідною для розв'язання.

Метою дисертаційного дослідження є шляхи підвищення рівня завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. Для досягнення визначеної мети і вирішення актуальних проблем потребують послідовного розв'язання наукові задачі:

1. Дослідження комплексних методів та розробка моделей моніторингу спектру в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з метою забезпечення ефективного управління радіочастотним спектром, виявлення завад та оптимізації використання доступних ресурсів.

2. Дослідження і моніторинг рівня ефективності керування доступом до безпроводового інтелектуального середовища та методів керування в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з метою оптимізації використання ресурсів, покращення якості обслуговування, зменшення рівня завад.

3. Удосконалення методів та розробка моделей керування середовищем в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з метою забезпечення їх оптимальної працездатності, ресурсоемності та ефективності, оптимального керування середовищем у різних умовах роботи.

4. Розробка адаптивної моделі та методу множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах на основі комплексного підходу та інтеграції багатьох аспектів, включаючи обробку сигналів, аналіз даних, моделювання та програмування.

5. Розробка алгоритмів керування середовищем в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з метою оптимізації їх роботи, забезпечення ефективності та надійності, зниження рівня завад, спотворень, перехресних впливів.

6. Аналіз потенційних можливостей зі збільшення об'єму ансамблів складних кодових конструкцій сигналів для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, що можуть покращити їх продуктивність і завадостійкість, а також ефективніше використовувати обмежені радіочастотні ресурси.

7. Розробка моделей та удосконалення методів синтезу ансамблів складних конструкцій кодових сигналів на основі проведених досліджень, моделювання та симуляції, тестування, експериментів та валідації, а також налагодження та оптимізації запропонованих нових методів у реальних умовах використання безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної системи.

8. Розробка інструментів і технологій для програмної реалізації методів синтезу ансамблів складних конструкцій кодових сигналів з врахуванням визначених послідовностей для синтезу ансамблів складних конструкцій кодових сигналів з покращеними властивостями взаємної кореляції в часовій та частотній областях

9. Дослідження властивостей кореляції та ансамблевих властивостей отриманих складних кодових конструкцій адаптивних сигналів з метою визначення ефективності інтелектуальних телекомунікаційних систем та їх здатність до роботи в змінних умовах.

Об'єктом дослідження є процес розробки складних ансамблів сигнально-кодових конструкцій для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

Предметом дослідження є методи та моделі з підвищення рівня завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

Методи досліджень. Для оптимального вирішення частинних науково-практичних задач в дисертації застосовувались: теорія імовірностей для аналізу випадкових процесів в інтелектуальних мережах, теорія інформації для оцінки ступеню впливу завад множинного доступу каналів передачі даних розробки складних сигнально-кодових конструкцій для передачі інформації з максимальною швидкістю та мінімальною помилковістю, теорія черг для

аналізу і моделювання роботи інтелектуальних мереж з великою кількістю користувачів, теорія графів для аналізу топології мереж і зв'язків між їхніми складовими, що допомагає в оптимізації маршрутизації та виявленні недоліків в інтелектуальних мережах, методи оптимізації для знаходження оптимальних параметрів та ресурсів в мережах, теорія керування і автоматичного регулювання для розробки алгоритмів управління та регулювання в інтелектуальних телекомунікаційних системах.

Для підтвердження рівня достовірності отриманих в дисертаційному дослідженні теоретичних і практичних результатів застосовувалось імітаційне моделювання і методи симуляції, у тому числі для прогнозування подальшої продуктивності і ефективності отриманих наукових результатів. Аналіз і оцінка результатів проведених наукових експериментів проводилась з використанням статистичних математичних методів: вибіркової статистики для розрахунку основних статистичних параметрів, метод інтервального оцінювання для побудови довірчих інтервалів для параметрів системи на основі вибірових даних, метод гіпотези та тестування гіпотез, регресійний аналіз для моделювання залежностей між різними змінними в інтелектуальних телекомунікаційних системах, кореляційний аналіз для визначення взаємозв'язку між різними змінними в інтелектуальних телекомунікаційних системах.

У процесі теоретичних досліджень і моделювання у дисертаційній роботі одержані наступні **нові наукові результати**, а саме:

1. Отримав подальший розвиток метод керування середовищем безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем за рахунок розширення радіо мережі, який відрізняється від існуючих аналогів введенням функцій інтелектуальності до системи керування середовищем безпроводового доступу в регіональній мережі (WRAN), керування якою реалізовано на основі нейромережі, що створює можливості підвищення рівня ефективності функціонування безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

2. Отримав подальший розвиток метод множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв на основі структурування рою частинок в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах, який дозволяє, на відміну від існуючих, забезпечити підвищення рівня ефективності виявлення користувачів мобільних пристроїв безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

3. Вперше розроблено метод конкурентного вибору каналів безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем при множинному доступі первинних та вторинних користувачів мобільних пристроїв, який дозволяє, на відміну від аналогічних існуючих методів, підвищити рівень ефективності роботи вторинних користувачів за рахунок впровадження технології накопичення енергії під одночасним керуванням нейронної мережі.

4. Вперше розроблено метод синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій, заснований на впорядкованих перестановках часових елементів сигналів, який створює можливості зі збільшення об'ємів ансамблів складних сигналів за рахунок врахування всіх імовірних комбінацій у часовій та частотній областях з наступним формуванням фіксованих сигналів, що дає змогу підвищити рівень завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем і сприяє кращому використанню спектральних ресурсів.

5. Удосконалено метод синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних мереж, отриманих шляхом міксування часових виборок вихідних послідовностей, який відрізняється від відомих аналогічних методів формуванням вибірки елементів на основі розрахунку середнього значення максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції, застосування якого створює можливості з підвищення рівня завадостійкості інтелектуальної мережі при суттєвому збільшенні об'єму ансамбля сигналів.

6. Набув подальшого розвитку метод синтезу ансамблів сигнально-кодових конструкцій на основі послідовностей з покращеними властивостями

взаємної кореляції, отриманими шляхом смугової фільтрації з міксуванням, реалізований на основі виділення зі спектра послідовностей частотних смуг з наступним багатократним перенесенням і подальшим багатократним міксуванням, що дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів при заданій завадостійкості безпроводової інтелектуальної мережі.

7. Вперше розроблено метод визначення частотно-часових координат співпадінь сигнальних елементів, який дозволяє оптимізувати процедуру міксування часових та частотних перестановок в сигнально-кодкових конструкціях і дає змогу підвищити завадостійкість, оптимізувати процедури покращення ефективності передачі даних, зменшити інтерференцію і вплив завад у безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах.

Практичне значення результатів наукових досліджень полягає в тому, що методи та моделі, розроблені у дисертаційній роботі, можуть служити основою для створення конкретних технологічних рішень та реалізації їх у безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах, а саме:

1) у розробленні алгоритму моніторингу спектра на основі швидкого перетворення Фур'є для аналізу і вимірювання спектральних характеристик сигналів і оптимізації роботи у безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах;

2) у розробленні алгоритму керування середовищем безпроводового доступу в регіональній мережі з застосуванням роботи нейронної мережі для покращення рівня ефективності функціонування безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, збільшення пропускнуєї спроможності системи в 1,8 рази, якщо навчання нейромережі відбувається на відповідних даних, з виконанням заданих вимог, а валідація доводить ефективність системи;

3) у розробці комплексних програмних рішень для множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв на основі структурування рою частинок в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах, що підвищує рівень ефективності виявлення користувачів мобільних пристроїв і рівень

пропускної спроможності системи безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем від 10 до 40 % в залежності від кількості локаційних позицій;

4) у розробці алгоритму конкурентного вибору каналів безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем при створенні системи множинного доступу для первинних та вторинних мобільних користувачів, що дозволяє підвищити рівень ефективності роботи вторинних користувачів за рахунок впровадження технології накопичення енергії;

5) у розробленні програмних рішень для реалізації методу синтезу ансамблів сигнально-кодкових структур для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, які отримані шляхом використання методу впорядкованих перестановок часових елементів сигналів, що дозволяє збільшити об'єм синтезованих ансамблів складних сигнальних структур у порівнянні з аналогічними відомими сигналами з використанням послідовностей, які слабо взаємно корелюють, а також програмами, що дозволяють підвищити рівень завадостійкості інтелектуальної мережі за рахунок зменшення рівня максимальних викидів бічних пелюсток ФВК взаємодіючих елементів сигналів на 6-14 %;

б) у розробленні програмних рішень для реалізації методу перестановок частотних елементів сигналів шляхом застосування методу повного перебору, вибору оптимальної перестановки, тестування і валідації, що у підсумку дозволяє розширити потенціал для збільшення об'єму ансамблів складних сигнально-кодкових структур в m раз, де m – значення кількості перестановок частотних елементів, і покращити характеристики безпроводової інтелектуальної системи;

7) у розробленні програмних рішень для реалізації методу синтезу ансамблів складних сигнально-кодкових структур на основі застосування методу перебору послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, отриманими шляхом смугової фільтрації з міксуванням, що, у свою чергу, дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів порівняно з

аналогічними відомими ансамблями на 18-28 % при заданому рівні завадостійкості безпроводової інтелектуальної мережі.

У вступі подано загальний огляд роботи і її характеристику, визначено наукову проблему, яку було досліджено, детально обґрунтовано актуальність обраної теми, визначено основну мету, наукові і практичні завдання дослідження, вказано зв'язок між роботою та існуючими науковими планами та програмами, обґрунтовано наукову оригінальність та практичну важливість отриманих результатів, відзначено особистий авторський внесок, описано процес практичної апробації та можливості впровадження, наведено інформацію про публікації і структуру роботи.

У першому розділі на основі опрацювання науково-практичних робіт з обраної тематики з метою виявлення підходів з підвищення рівня завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, проведено аналіз принципів функціонування безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, сильні сторони інтелектуальної мережі та можливі загрози і проблеми, досліджено принципи моніторингу спектра, проаналізовано сучасні методи: слідування і моніторингу з застосуванням методики швидкого перетворення Фур'є, метод моніторингу у каналах з завмиранням і спотворенням частоти, метод радіомоніторингу з використанням інформаційного критерія Акайке.

У другому розділі на основі аналізу наукових джерел проведено дослідження принципів керування доступом до клієнтського середовища, принципи співіснування первинних і вторинних користувачів в системі, дослідження рівня ініціалізації, можливостей і проблем мережевих з'єднань, оцінку методів і моделей навчання та управління інтелектуальною системою. За допомогою практичної апробації методів і моделей, доведено, що найкращі характеристики досягаються за допомогою ймовірностей та згорткових нейронних мереж. Проведено дослідження принципів керування доступом до середовища потенційного користувача, а також аналіз методів і моделей навчання та управління безпроводовими інтелектуальними системами. Було

доведено, що найкращі характеристики в часі і швидкості навчання для вирішення відповідних завдань досягаються за допомогою ймовірностей та згорткових нейронних мереж.

У третьому розділі на основі досліджень, проведено аналіз методів керування безпроводовою інтелектуальною системою з використанням нейронної мережі. Проведено моделювання архітектури керування середовищем WRAN з застосуванням нейромережі, апробовано метод керування інтелектуальною системою на основі кіл Маркова, оцінено ефективність методів і моделей керування інтелектуальною системою з нейромережею. Запропоновано методи побудови ефективної архітектури управління середовищем WRAN, за рахунок застосування нейромережі. Вона має свою унікальну особливість, бо кожна базова станція включає нейромережу і взаємодіє з іншими WRAN відповідно до стандарту IEEE 802.22. Зовнішнє оточення мережі може складатися з інших WRANs, і вони можуть взаємодіяти, обмінюючись даними та координуючи розподіл ресурсів. Це забезпечує адаптивні зміни навколишнього середовища і покращує швидкодію. Результат пояснюється тим, що ця архітектура більш відповідає вимогам протоколу IEEE 802.22, порівняно з іншими наявними методами. Розроблено методичний підхід до керування середовищем з нейромережею з гібридною системою управління. Розроблено методику керування середовищем з нейромережею на основі окремого випадку радіальних базисних мереж - ймовірнісної нейромережі.

У четвертому розділі розроблено підхід до обробки даних, що передбачає виявлення та аналіз одночасної присутності багатьох об'єктів у великих масивах, а саме - архітектуру цього множинного виявлення і проведено порівняльний аналіз інших типових архітектур. Доведено, що ця архітектура суттєво відрізняється від існуючих наявних, оскільки кожна зона в даній архітектурі поділена на локації і на підзони. Такий розподіл є гнучким і дозволяє користувачам мобільних пристроїв вимірювати різні результати у одному каналі залежно від локації їх розміщення. Досліджено архітектуру системи множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв на базі оптимізації

рою частинок, що полягає в створенні та вдосконаленні системи, яка здатна ефективно виявляти мобільних користувачів на основі радіочастотного аналізу і використовує алгоритм оптимізації балансу рою часток для досягнення цієї мети. В розділі більш детально розглянуто алгоритм апробації. Запропоновано загальний алгоритм PSO-NN і проведено моделювання PSO-NN як алгоритму ефективності множинного виявлення для користувачів мобільних пристроїв. Результати моделювання довели значне зростання ефективності.

Розроблена безпроводова інтелектуальна телекомунікаційна система з використанням накопичення енергії, яка перевершує існуючі аналоги, чинником енергозбереження.

У п'ятому розділі на основі проведених досліджень набув удосконалення методичний підхід з врахуванням властивостей взаємної кореляції щодо формування ансамблів складних кодових конструкцій сигналів в часовій області. Цей метод має відмінність від існуючих за рахунок того, що на першому етапі алгоритму досліджувані послідовності «б'ються» за визначені інтервали часу, а на другому етапі проводиться перестановка з використанням ранжованих значень. Сигнали, створені таким чином, відрізняються найнижчим з можливих рівнем завад множинного доступу (ЗВД), який, у свою чергу, визначається так значеннями викидів бічних пелюсток ФВК. Розроблено алгоритм для впровадження методики з формування ансамблів конструкцій складних кодових сигналів з перестановкою послідовностей в різні інтервали часу. Запропонований алгоритм дозволяє створювати конструкції сигналів з мінімальною енергетичною взаємодією між конструктивними елементами. Після проведення дослідження, обґрунтовано, що властивості складних кодових конструкцій сигналів утворених з перестановкою послідовностей в інтервалі часу мають більший об'єм ансамблів, ніж ансамблі інших відомих сигналів, що застосовуються в інтелектуальних телекомунікаційних системах. В реальних умовах ця перевага дозволяє знизити рівень ЗМД при обслуговуванні великої кількості абонентів.

У шостому розділі запропоновано для апробації метод перестановки частотних елементів сигналів з використанням повного перебору. Метод допомагає сформувати сигнально-кодові конструкції низького рівня при взаємній кореляції, яка досягається в процесі перестановки елементів частот з різними вихідними послідовностями. Впровадження цього методу значно збільшує об'єм ансамблю складних сигналів на визначену кількість частотних елементів. Доведено, що сучасні безпроводові інтелектуальні телекомунікаційні системи мають великі потенційні можливості із збільшення числа користувачів і, відповідно, можливості з удосконалення якості обслуговування. Реалізувати цю мету на практиці дозволяє множинний доступ до різноманітних технологій та інформаційних ресурсів з використанням складних сигналів з великими обсягами. Після проведеного дослідження, набув подальшого розвитку метод, який базується на послідовностях, що мають покращені властивості взаємної кореляції в частотній області. Головною його відмінністю є фільтрація смуги псевдо випадкових послідовностей, що мають низький рівень взаємодії у часовій області і з подальшим перенесенням частот в спільну область і з перестановками.

Запроваджено покроковий алгоритм до метода синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій, який використовує послідовності з покращеними властивостями взаємної кореляції, що були отримані шляхом фільтрування смуги. Отримані результати підтверджують, що при визначених обмеженнях не перевищує заданих вихідних параметрів значення \max викидів бічних пелюсток. І це повністю задовольняє умові мінімальної подоби сигналів.

ANNOTATION

Lysechko V.P. Methods and models for improving the immunity to interference of wireless intelligent telecommunication systems based on complex signal-code structures - a qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Thesis for a degree of Doctor of Technical Sciences in speciality 05.12.13 – «Radio engineering devices and means of telecommunications». – National Aviation University. – Kyiv, 2023.

In the dissertation work, the solution of the relevant scientific and technical problem of enhancing the interference resistance of intelligent telecommunications systems based on complex signal and code structures is addressed.

The work explores the peculiarities of the functioning of intelligent telecommunications systems (ITS). Each of the components of ITS is integrated into a unified system using elements of intelligence based on modern neural networks. To achieve greater efficiency in the use of ITS, it is important to ensure high-speed decision-making for the management of these systems and guarantee high throughput. This integration of intelligence and neural networks allows the system to learn and adapt to changing conditions and requirements, contributing to the improvement of their productivity and efficiency.

The tasks are related to the creation of control system models based on neural networks, monitoring systems for the radio frequency spectrum using a comprehensive approach, and signal systems for ITS based on signals with improved mutual correlation properties, which are not currently addressed in our country under modern conditions. This creates a new scientific problem related to increasing the interference resistance of wireless intelligent telecommunications systems. The solution to this problem includes the application of complex signals. These measures are aimed at achieving several goals: increasing decision-making speed, reducing the probability of errors, increasing throughput, and enhancing the interference resistance of ITS based on complex signals. Therefore, the research topic is relevant, contemporary, and necessary for resolution.

The purpose of the dissertation research is to find ways to enhance the interference resistance of wireless intelligent telecommunications systems. To achieve the defined goal and address the current problems, a sequence of scientific tasks needs to be solved:

Research on complex methods and the development of spectrum monitoring models in wireless intelligent telecommunications systems to ensure effective spectrum management, interference detection, and resource optimization.

1) Research and monitoring of the efficiency of access control in wireless intelligent environments and methods of control in wireless intelligent telecommunications systems to optimize resource utilization, improve service quality, and reduce interference levels.

2) Improvement of methods and development of environment control models in wireless intelligent telecommunications systems to ensure their optimal performance, resource efficiency, and effectiveness, as well as optimal environmental control in different operating conditions.

3) Development of an adaptive model and multiple-user detection method for mobile device users in wireless intelligent telecommunications systems based on a comprehensive approach and the integration of various aspects, including signal processing, data analysis, modeling, and programming.

4) Development of environment control algorithms in wireless intelligent telecommunications systems to optimize their operation, ensure efficiency and reliability, and reduce interference, distortion, and cross-interference levels.

5) Analysis of the potential for increasing the complexity of code signal ensemble constructions for wireless intelligent telecommunications systems, which can enhance their productivity and interference resistance, as well as more efficiently utilize limited radio frequency resources.

6) Development and refinement of models for synthesizing complex code signal ensemble constructions based on research, modeling, simulation, testing, experiments, and validation, as well as fine-tuning and optimization of proposed new methods in real-world wireless intelligent telecommunications system usage.

7) Development of tools and technologies for the software implementation of methods for synthesizing complex code signal ensemble constructions, considering defined sequences for synthesizing code signal ensemble constructions with improved mutual correlation properties in time and frequency domains.

8) Investigation of correlation properties and ensemble properties of obtained complex code signal constructions of adaptive signals to determine the effectiveness of intelligent telecommunications systems and their ability to operate in changing conditions.

The object of the research is the process of developing complex signal and code ensemble constructions for wireless intelligent telecommunications systems.

The subject of the research is the methods and models for increasing the interference resistance of wireless intelligent telecommunications systems.

Research methods: To optimally address specific scientific and practical tasks in the dissertation, the following methods were applied: probability theory for analyzing random processes in intelligent networks, information theory for assessing the impact of multiple access interference on data transmission channels, development of complex signal and code ensemble constructions for information transmission with maximum speed and minimum error, queue theory for analyzing and modeling the operation of intelligent networks with a large number of users, graph theory for analyzing network topology and connections between its components to optimize routing and identify deficiencies in intelligent networks, optimization methods for finding optimal parameters and resources in networks, control theory and automatic control for developing control and regulation algorithms in intelligent telecommunications systems.

To confirm the reliability of the theoretical and practical results obtained in the dissertation research, simulation modeling and simulation methods were applied, including forecasting the further performance and effectiveness of the obtained scientific results. The analysis and evaluation of the results of scientific experiments were conducted using statistical mathematical methods, including sample statistics for calculating basic statistical parameters, interval estimation method for

constructing confidence intervals for system parameters based on sample data, hypothesis testing and hypothesis testing, regression analysis for modeling dependencies between different variables in intelligent telecommunications systems, and correlation analysis to determine the relationship between different variables in intelligent telecommunications systems.

During the process of theoretical research and modeling in the dissertation work, the following new scientific results were obtained.

1. The method of managing wireless intelligent telecommunications systems through the expansion of the radio network, distinguished from existing counterparts by introducing intelligence functions into the access control system in the regional network (WRAN), managed based on a neural network, which creates opportunities to enhance the efficiency of wireless intelligent telecommunications systems.

2. Further development of the method of multiple user detection in mobile devices based on particle swarm optimization in wireless intelligent telecommunications systems, which allows, unlike existing methods, to increase the level of user detection efficiency in wireless intelligent telecommunications systems.

3. A method of competitive channel selection for wireless intelligent telecommunications systems with multiple access for primary and secondary users of mobile devices has been developed for the first time, allowing, unlike similar existing methods, to increase the efficiency of secondary user operation by implementing energy accumulation technology with simultaneous neural network control.

4. A method for synthesizing ensembles of complex signal-code structures based on ordered permutations of signal time elements has been developed for the first time, creating opportunities for increasing the volumes of complex signal ensembles by considering all possible combinations in time and frequency domains, followed by the formation of fixed signals, which enhances the interference resistance of wireless intelligent telecommunications systems and promotes better utilization of spectral resources.

5. An improved method for synthesizing ensembles of complex signal-code structures in wireless intelligent telecommunications networks obtained by mixing

time samples of output sequences, which differs from known similar methods by forming a sample of elements based on calculating the average value of maximum sidelobes of the cross-correlation function, thus creating possibilities for increasing the interference resistance of the intelligent network while significantly increasing the ensemble size.

6. The method of synthesizing signal-code ensembles based on sequences with improved mutual correlation properties obtained through band filtering with mixing, implemented by extracting frequency bands from the spectrum of sequences with subsequent multiple retransmissions and mixing, enabling an increase in the volume of complex signal ensembles in the specified interference resistance of the wireless intelligent network.

7. For the first time, a method has been developed to determine the frequency-time coordinates of signal element coincidences, which allows optimizing the procedure of mixing time and frequency permutations in signal-code structures and increases interference resistance, optimizes data transmission procedures, reduces interference, and minimizes the impact of disturbances in wireless intelligent telecommunications systems.

The practical significance of the research results lies in the fact that the methods and models developed in the dissertation work can serve as the basis for creating specific technological solutions and implementing them in wireless intelligent telecommunications systems, namely.

1) In the development of a spectrum monitoring algorithm based on fast Fourier transform for the analysis and measurement of signal spectral characteristics and optimization of operations in wireless intelligent telecommunications systems.

2) In the development of an access control algorithm for wireless access in a regional network using neural network techniques to enhance system efficiency, increasing system capacity by 1.8 times when the neural network is trained on relevant data, and validation proves the system's effectiveness.

3) In the development of comprehensive software solutions for multiple user detection in mobile devices based on particle swarm optimization in wireless

intelligent telecommunications systems, improving the efficiency of user detection and system throughput by 10% to 40% depending on the number of location positions.

4) In the development of a competitive channel selection algorithm for wireless intelligent telecommunications systems when creating a multiple access system for primary and secondary mobile users, allowing the enhancement of secondary user efficiency through energy accumulation technology.

5) In the development of software solutions to implement the method of synthesizing ensembles of signal-code structures for wireless intelligent telecommunications systems, obtained using the method of ordered permutations of signal time elements, allowing an increase in the volume of synthesized complex signal ensembles compared to similar known signals using weakly correlated sequences, as well as programs that enhance interference resistance by reducing maximum sidelobe levels of the cross-correlation function by 6-14%.

6) In the development of software solutions to implement the method of permutations of frequency elements of signals using a complete search method, optimal permutation selection, testing, and validation, ultimately expanding the potential for increasing the volume of complex signal-code structure ensembles by a factor of «m», where «m» is the number of frequency element permutations, and improving the characteristics of the wireless intelligent system.

7) In the development of software solutions to implement the method of synthesizing ensembles of complex signal-code structures based on the use of sequences with improved mutual correlation properties obtained through band filtering with mixing, allowing an increase in the volume of complex signal ensembles by 18-28% compared to similar known ensembles at a specified interference resistance level in wireless intelligent networks.

In the introduction, a general overview of the work and its characteristics is provided. The research problem is defined, and the relevance of the chosen topic is elaborated upon. The main goal and scientific and practical tasks of the research are detailed. The connection between the work and existing scientific plans and programs

is indicated. The scientific originality and practical importance of the obtained results are justified. The personal author's contribution is acknowledged, and information about the research's practical application possibilities is provided. The structure of the work is also outlined.

In the first chapter, based on the analysis of scientific and practical works related to the chosen topic with the aim of identifying approaches to enhance the interference resistance of wireless intelligent telecommunication systems, an analysis of the principles of operation of wireless intelligent telecommunication systems is conducted. This includes an examination of the strengths of the intelligent network and potential threats and issues. The principles of spectrum monitoring are explored, and contemporary methods such as Fourier Transform-based tracking and monitoring, frequency fading and distortion channel monitoring, and radio monitoring using Akaike's information criterion are analyzed.

In the second chapter, through the analysis of scientific sources, research is conducted into the principles of access control to the client environment, coexistence principles of primary and secondary users in the system, the initialization level, networking possibilities, and the evaluation of learning and control methods and models in intelligent systems. Practical testing of methods and models has shown that the best results are achieved through the use of probabilities and convolutional neural networks. Research into the principles of access control to the potential user's environment is conducted, along with an analysis of methods and models for learning and managing wireless intelligent systems. It has been demonstrated that the best characteristics in terms of time and learning speed for solving relevant tasks are achieved through the use of probabilities and convolutional neural networks.

In the third chapter, based on research, an analysis of methods for managing a wireless intelligent system using neural networks is carried out. The architecture of environment management in WRAN using neural networks is modeled, and the control method based on Markov chains is tested. The effectiveness of management methods and models with neural networks is assessed. Methods for constructing an efficient WRAN environment management architecture through the application of

neural networks are proposed. This architecture is unique because each base station includes a neural network and interacts with other WRANs according to the IEEE 802.22 standard. The external environment of the network may consist of other WRANs, and they can interact, exchanging data and coordinating resource allocation. The result is explained by the fact that this architecture is more in line with the requirements of the IEEE 802.22 protocol compared to other existing methods. A methodological approach to environment management with a neural network and a hybrid control system is developed. A methodology for environment management with a neural network based on a specific case of radial basis networks - the probabilistic neural network, is developed.

In the fourth chapter, an approach to data processing is developed, which involves the detection and analysis of the simultaneous presence of multiple objects in large datasets. Specifically, the architecture for this multiple detection is elaborated upon, and a comparative analysis with other typical architectures is conducted. It is demonstrated that this architecture significantly differs from existing ones because it divides each zone into locations and subzones. This distribution is flexible and allows users of mobile devices to measure different results in one channel depending on their location. The architecture of the multiple user detection system based on particle swarm optimization is investigated, which involves creating and improving a system capable of efficiently detecting mobile users based on radio frequency analysis and using a particle swarm optimization algorithm to achieve this goal. The chapter provides a more detailed examination of the algorithm for testing. A general PSO-NN algorithm is proposed, and modeling of PSO-NN as an efficient multiple detection algorithm for mobile users is performed. The results of modeling confirm a significant increase in efficiency.

In the fifth chapter, based on the conducted research, a methodological approach is developed, taking into account the properties of mutual correlation for the formation of complex code constructions of signals in the time domain. This method differs from existing methods in that, at the first stage of the algorithm, sequences compete for defined time intervals, and at the second stage, rearrangement is

performed using ranked values. Signals formed in this way have the lowest possible level of multiple access interference (MAI), which, in turn, is determined by the maximum values of the side lobes of the frequency-shift keying (FSK) signals. An algorithm for implementing the methodology for forming complex code structures of signals with sequence rearrangement at different time intervals is developed. The proposed algorithm allows creating signal structures with minimal energy interaction between constructive elements. After the research, it is justified that the properties of complex code structures of signals formed by rearranging sequences in time intervals have a larger volume of ensembles compared to ensembles of other known signals used in intelligent telecommunication systems. In real conditions, this advantage allows reducing the level of MAI when serving a large number of subscribers.

In the sixth chapter, a method of rearranging frequency elements of signals using exhaustive search is proposed for testing. This method helps to form low-level signal-code constructions with mutual correlation achieved through the rearrangement of frequency elements with different initial sequences. Implementing this method significantly increases the volume of ensembles of complex signals for a specified number of frequency elements. After the research, the method based on sequences with improved mutual correlation properties in the frequency domain was further developed. Its main difference is the band-pass filtering of pseudo-random sequences with low time interaction and subsequent frequency alignment and rearrangements. A step-by-step algorithm for the synthesis of ensembles of complex signal-code structures using sequence rearrangements at different time intervals is introduced. The proposed algorithm allows creating signal structures with minimal energy interaction between constructive elements. After the research, it is justified that the properties of complex signal-code structures formed by rearranging sequences in time intervals have a larger volume of ensembles compared to ensembles of other known signals used in intelligent telecommunication systems.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Pohasii S., Yevseiev S., Zhuchenko O., Milov O., Lysechko V., Kovalenko O., Kostiak M., Volkov A., Lezik A., Susukailo V. Development of crypto-code constructs based on LDPC codes. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2 (9 (116)), 2022. P. 44–59. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.254545>. (Scopus - 2022).
2. Lysechko V.P., Kulagin D.O., Indyk S.V., Zhuchenko O.S., Kovtun I.V. The Study Of The Cross-Correlation Properties Of Complex Signals Ensembles Obtained By Filtered Frequency Elements Permutations. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, (2), 2022. 15p. <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2022-2-2> (Web Of Science - 2022).
3. Indyk S., Lysechko V., Zhuchenko O., Kitov V. The formation method of complex signals ensembles by frequency filtration of pseudo-random sequences with low interaction in the time domain. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. Issue 4 (55), 2020. P. 7-15. <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2020-4-1>. (Web Of Science - 2020).
4. Lysechko V., Obikhod Y., Sverhunova Y., Zhuchenko O., Progonniy O., Kachurovskiy G., Tretijk V., Malyuga V., Voinov V. Improvement of the cognitive radio system area management method with using neural networks. *Eastern-European journal of enterprise technologies*, Vol. 4/9 (88). 2017. P. 22-29. (Scopus - 2017).
5. Indyk S., Lysechko V. The formation method of complex signals ensembles with increased volume based on the use of frequency bands. *Control, navigation and communication system*. Issue 4 (62), 2020. P. 119-121.
6. Indyk S., Lysechko V. The study of ensemble properties of complex signals obtained by time interval permutation. *Advanced Information Systems*. Vol. 4, № 3. 2020. P. 85-88. <https://doi.org/10.20998/2522-9052.2020.3.11>.
7. Indyk S., Lysechko V. Method of permutation of intervals, taking into account correlation properties of segments. *Control, navigation and communication system*. Issue 3 (61). 2020. P. 128-130. <https://doi.org/10.26906/SUNZ.2020.3>.

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

9. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Ковтун І.В., Шувалова Ю.С., Сколота С.В. Методи віртуалізації і масштабування в мережах безпроводового доступу. Журнал «Системи управління, навігації та зв'язку». Вип 3(55). Полтава, 2019. С.171-175. ISSN 2073-7394.

10. Приходько С.І., Штомпель М.А., Жученко О.С., Лисечко В.П., Шувалова Ю.С. Дослідження ефективності адаптивного методу декодування алгебраїчних згорткових кодів перемешування. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. № 2, 2019. С. 13-18.

11. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Прогонний О.М., Качуровський Г.М., Сколота С.В. Розробка методу вибору каналів когнітивного радіо при множинному доступі первинних та вторинних користувачів з використанням технології “Energy harvesting” під керуванням нейронної мережі. Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць. Полтава: ПНТУ, 2018. Т. 3 (49). С. 165-174. <https://doi.org/10.26906/SUNZ.2018.3.165>.

12. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Олефіренко Т.М. Дослідження імовірносного розподілу службових сигналів в когнітивному радіо. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Харків: УкрДАЗТ, Вип. 6. 2015. С. 51-54.

13. Лисечко В.П., Шимків М.В., Гуменюк А.В. Статистична оцінка методу моніторингу спектру на основі цифрової узгодженої фільтрації. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. Х.: УкрДАЗТ, 2014. Вип. 5. С. 71-74.

14. Лисечко В.П., Воронець О.М., Сєверінов О.В. Розробка методу розподілу ресурсів когнітивної радіомережі з використанням мультиагентних

систем. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба, 2013. Вип. 2. С. 220-225.

15. Лисечко В.П., Шимків М.В., Прогонний О.М., Гуменюк А.В. Метод моніторингу спектру на основі цифрової узгодженої фільтрації. Вісник Національного технічного університету. Техніка та електрофізика високих напруг. Харків: НТУ «ХПІ», 2013. №60(1033). С. 127 - 135.

16. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Фоменко О.К. Метод навчання когнітивних радіомереж на основі кіл Маркова. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Харків: УкрДАЗТ, Вип. 133. 2012. С. 147-154.

17. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Ухова О.О. Метод моніторингу спектра в когнітивних радіосетях на основі використання інформаційного критерія Акайке. Системи обробки інформації. ХУПС ім. І. Кожедуба. 2011. Вип. 5(95). С. 108-112.

18. Лисечко В.П., Сопронюк І.І. Метод моніторингу спектра в когнітивних радіосетях на основі БПФ. Вестник Национального технического университета «ХПИ», 2011. Вип. 16. С. 173 - 180.

19. Лисечко В.П., Капурін В.В., Сєверінов О.В.. Дослідження характеристик низхідного каналу технології LTE в складних заводських умовах. Наука і техніка ПС Збройних сил України: Зб. наук. пр. Х.: ХУПС, 2011. Вип. №2 (6). С. 99-101.

20. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г., Качуровский Г.Н. Метод наращивания объема ансамбля последовательностей коротких видеоимпульсов с низким уровнем взаимной корреляции. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Х.: УкрДАЗТ, 2010. Вип. 116. С. 100-106.

21. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г. Метод боротьби із внутрішньосистемними завадами в системах зв'язку з кодовим розділенням каналів. Радіоелектронні і комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. Х.: «ХАІ», 2010. Вип. 5(46). С. 277-281.

22. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Фарид Абдель Самад. Дослідження завадостійкості систем безпроводового доступу. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС. 2010. Вип. 2(83). С. 153-155.

23. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г., Сопронюк І.І., Брюзгіна Н.О. Дослідження методів аналізу спектру в когнітивних радіомережах. Збірник наукових праць. Х.: Харківського університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, 2010. Вип. 3 (25). С.137-145.

24. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Сєверінов О.В. Моніторинг спектру у каналах із завмираннями та частотними спотвореннями. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба, 2010. Вип. 9(90). С. 94-98.

Матеріали й тези доповідей на конференціях.

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

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

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

28. Лисечко В.П., Індик С.В. Аналіз статистичних характеристик ансамблів складних сигналів з покращеними взаємокореляційними властивостями.

Електронні та мехатронні системи: теорія, інновації, практика: тези доповідей VI Всеукраїнської наук.-практ. конф., (Полтава, 06 листопада 2020 р.). Полтава: НУПП, 2020. С. 193-166.

29. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Метод вибору каналів у когнітивному радіо під керуванням нейронної мережі. Збірник наукових праць УкрДАЗТ LXXX Міжнародної науково-технічної конференції *«Розвиток наукової та інноваційної діяльності на транспорті»*. Вип.177. Харків: УкрДАЗТ, 2018. С. 39.

30. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Розробка методу вибору каналів когнітивного радіоприймача при множинному доступу первинних та вторинних користувачів з використанням технології «Energy Harvesting» під керуванням нейронної мережі. Збірник тез доповідей науково-практичної конференції *«Службово-бойова діяльність Національної гвардії України: сучасний стан, проблеми та перспективи»*. Харків: НАНГУ, 2018. С. 36.

31. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Вдосконалення методу керування середовищем когнітивної радіосистеми з використанням нейронної мережі. Матеріали шостої міжнародної науково-технічної конференції *«Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління»*. Харків, 2016. С. 63.

32. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Методи навчання інтелектуальних телекомунікаційних систем. Матеріали стендових доповідей та виступів учасників 29-ої міжнародної науково-практичної конференції *«Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті»*. Черноморськ: УкрДАЗТ, 2016. С. 38.

33. Обіход Я.Я., В.П. Лисечко, Т.М. Олефіренко. Дослідження імовірнісного розподілу службових сигналів в когнітивному радіо. Збірник тез доповідей науково-практичної конференції *«Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку»*. Харків, 2015. С. 64.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	31
ВСТУП	33
РОЗДІЛ 1 ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИНЦИПІВ МОНІТОРИНГУ СПЕКТРУ В БЕЗПРОВОДОВИХ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ	49
1.1. Загальна характеристика інтелектуальних безпроводових телекомунікаційних систем	49
1.2. Метод моніторингу спектру у каналах із завмираннями та спотвореннями частоти	53
1.3. Метод моніторингу спектра в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з використанням методу швидкого перетворення Фур'є	64
1.4. Метод радіо моніторингу спектру в інтелектуальних телекомунікаційних системах на основі використання інформаційного критерію Акайке	71
Висновки до розділу 1	76
РОЗДІЛ 2 РІВЕНЬ КЕРУВАННЯ ДОСТУПОМ ДО СЕРЕДОВИЩА В ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ	78
2.1. Дослідження рівня співіснування безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем	80
2.2. Дослідження методів оцінки стану ініціалізації та комунікаційних зв'язків у мережі	87
2.3. Дослідження методів керування безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами	90
2.4. Аналіз методу керування системами з застосуванням нечітких нейронних мереж	94
Висновки до розділу 2	103
РОЗДІЛ 3 МЕТОД УПРАВЛІННЯ СЕРЕДОВИЩЕМ	

ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ БЕЗПРОВОДОВОЇ СИСТЕМИ З ВИКОРИСТАННЯМ НЕЙРОМЕРЕЖІ	104
3.1. Модель управління середовищем WRAN безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем	104
3.2. Моделювання архітектури управління середовищем WRAN з використанням нейромережі	109
3.3. Система управління інтелектуальною радіо мережею	
3.4. Метод управління інтелектуальними мережами на основі кіл Маркова	121
3.5. Аналіз результатів досліджень методу управління середовищем інтелектуального радіо з використанням нейромережі	134
Висновки до розділу 3	139
РОЗДІЛ 4 МЕТОД МНОЖИННОГО ВИЯВЛЕННЯ КОРИСТУВАЧІВ МОБІЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ НА ОСНОВІ СТРУКТУРУВАННЯ РОЮ ЧАСТИНОК В ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІЙ ТКС	140
4.1. Архітектура множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв на основі оптимізації рою частинок	141
4.1.1. Аналіз механізмів контролю керування доступом мобільних користувачів до середовища	146
4.1.2. Методи віртуалізації і масштабування в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах	151
4.1.3. Модель оцінки якості обслуговування керування доступом користувачів мобільних пристроїв до середовища	161
4.2. Моделювання множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв з використанням нейронної мережі	165
4.3. Моделювання алгоритму розрахунку функції ефективності множинного виявлення PSO-NN користувачів мобільних пристроїв	171
4.4. Методи сумісного аналізу спектру	175
4.4.1. Вибір режиму передачі для вторинних користувачів	182

4.4.2.Вибір режиму передачі вторинних користувачів з використанням технології накопичення енергії	186
4.5.Оцінка рівня ефективності критерію вибору каналу	189
Висновки до розділу 4	195
РОЗДІЛ 5 МЕТОДИ ЗБІЛЬШЕННЯ ОБ'ЄМУ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛЬНО-КODOВИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ БЕЗПРОВОДОВИХ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	197
5.1.Аналіз властивостей взаємної кореляції сигналів та оцінка впливу завад множинного доступу на роботу безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем	197
5.2.Формування методів і моделей ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій з врахування властивостей їх взаємної кореляції	221
5.3.Методи і моделі синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій з перестановкою часових інтервалів	232
5.4.Дослідження ансамблевих властивостей складних сигнальних конструкцій з перестановкою інтервалів на основі ранжування	239
Висновки до розділу 5	243
РОЗДІЛ 6 АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ОЦІНОК ТА АПРОБАЦІЯ МЕТОДІВ СИНТЕЗУ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛЬНО-КODOВИХ КОНСТРУКЦІЙ	245
6.1.Апробація методики перестановки частотних елементів кодових конструкцій сигналів шляхом повного перебору	246
6.2.Апробація методів синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій з удосконаленими властивостями взаємної кореляції з фільтруванням смуги і перестановками	253
6.3.Апробація методів аналізу властивостей ансамблів складних кодових конструкцій сигналів	261
6.4.Оцінювання обсягу ансамблів сигналів на базі послідовностей з	

покращеними властивостями кореляції і фільтруванням смуги	267
6.5.Апробація методів вибору параметрів синтезованих кодових конструкцій для інтелектуальних телекомунікаційних систем	272
Висновки до розділу 6	285
ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ	287
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	293
ДОДАТОК А. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації	315
ДОДАТОК Б. Акти впровадження результатів дисертаційної роботи	320
ДОДАТОК В. Програмний код для реалізації вдосконаленого методу керування середовищем безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної системи з використанням нейронної мережі	326
ДОДАТОК Г. Програмний код для розробки множинного виявлення мобільних користувачів на основі оптимізації рою частинок в безпроводовій інтелектуальній телекомунікаційній мережі	328
ДОДАТОК Д. Програмний код для конкурентного вибору каналів інтелектуального радіо при одночасному доступі первинних та вторинних користувачів з використанням технології накопичення енергії з функціонуванням нейронної мережі	334
ДОДАТОК Е. Фрагмент програми мовою Matlab для реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, отриманих шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей на основі ранжування	340
ДОДАТОК Ж. Фрагмент програми мовою Matlab для реалізації методу формування ансамблів складних сигналів, на основі послідовностей з покращеними взаємокореляційними властивостями, які отримані шляхом смугової фільтрації з міксуванням	345
ДОДАТОК К. Загальний вигляд коду мовою Matlab для реалізації розрахунків взаємокореляційних властивостей сигналів	348
ДОДАТОК Л. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір	350

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

BS - Base Station

CBP - Coexistence Beacon Protocol), CBP (Coexistence Beacon Protocol

CSMA/CD - Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection

CNR - Carrier to Noise Ratio

CPE - Customer Premises Equipment

DAMA/OFDMA -Demand-assignment multiple access/Orthogonal frequency-division multiple access

dBi - Maximum antenna gain for a specific channel

DSA-REQ - Distributed Systems Architecture Requirements

DSA-RSP - Distributed Systems Architecture Response

DSA-REQ - Data Storage and Access Requirements

DSA CPE - Distributed Systems Architecture Customer Premises Equipment

EIRP MAX - Effective Isotropic Strength Maximum

EIRP - Effective Isotropic Radiated Power

EPC/SAE - Evolved Packet Core/System Architecture Evolution

FC - Fusion Center maximum effective isotropic strength

GL - Geolocation Functions

RAN - Radio Access Network

MANET - Mobile Ad-Hoc Networks

MAC - Media Access Control

MCSC - Mobile Crowd Sensing and Computing

MVNO - Mobile Virtual Network Operator

MS – Manager Spectrum

NFV - Network Functions Virtualization

QoS - Quality of Service

PRM - Protocol Reference Model

SAP - Service Access Point

SCW - Superframe Control Window

SCM - Control Management

SM/SSA - Менеджер спектру виявлення та розподілу спектра

SND - Software-Defined Networking

SSF - Spectrum Sensing Function

TNM - Telecommunication Networks Management

VNF - Virtualized Network Function

WRAN - Wireless Regional Area Network

ІТС – інтелектуальна телекомунікаційна система

IEEE 802.20 Стандарт безпроводового зв'язку

АФХ амплітудно-фазова характеристика

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

ВФН -взаємна функція невизначеності

ЗМД – завади множинного доступу

КЕК - ключ шифрування користувацьких даних

ШНМ - Штучні нейронні мережі

ПЕМ - Протокол Еталонної Моделі

ЦОД - центри обробки даних

ФВК – функція взаємної кореляції

ВСТУП

З метою забезпечення національної обороноздатності, незалежності та державного суверенітету, першочерговим завданням України на сьогодні є підвищення рівня свого воєнно-економічного, військово-технічного і загального промислового потенціалу в обмежені терміни і з високим рівнем ефективності. Тому найважливішим напрямком діяльності є розвиток і оновлення інфраструктури країни за допомогою швидкісних та надійних систем зв'язку, у тому числі, за рахунок інтелектуальних телекомунікаційних систем.

Безпроводові інтелектуальні системи радіозв'язку потребують оптимізації внутрішніх процесів, адаптації під нові умови ефективного функціонування, що безпосередньо залежать від потенційних можливостей з підвищення їх пропускну здатності та зменшення рівня завад при багатокористувацькому доступі до них.

Інтелектуальні телекомунікаційні системи (ІТС) функціонують завдяки кільком складовим - це підсистема моніторингу радіочастотного спектру, яка відстежує радіохвилі та забезпечує ефективне використання доступних частот, підсистема обробки інформації, отриманої під час моніторингу, яка аналізує інформацію та робить необхідні висновки для оптимізації мережі, підсистема керування інтелектуальною телекомунікаційною мережею, яка відповідає за управління та координацію всіх компонентів системи, апаратна складова, яка забезпечує доступ абонентів інтелектуальної телекомунікаційної системи до ресурсів мережі.

Кожен з компонентів ІТС інтегрований в єдину систему за допомогою інтелектуальних алгоритмів, які базуються на сучасних нейронних мережах. Для забезпечення оптимальної ефективності цієї системи, важливо забезпечити високу швидкість прийняття рішень для управління цими компонентами і оптимізувати пропускну здатність системи. Ця інтеграція інтелектуальних алгоритмів та нейронних мереж у ІТС дозволяє системі навчатися та

адаптуватися до змінних умов і вимог, що призводить до покращення її продуктивності та ефективності. Цей підхід дозволяє системі швидко та ефективно приймати рішення щодо управління та забезпечувати високу ефективність та стійкість до завад.

Завдання, пов'язані з формування наукових моделей і методів систем управління на базі нейронних мереж, моніторингу радіочастотного спектру з комплексним підходом та розробкою ансамблів сигнально-кодкових структур для інтелектуальних телекомунікаційних систем, які базуються на сигналах з покращеними властивостями взаємної кореляції, залишаються невирішеними в нашій країні в сучасних умовах. Це породжує нову наукову проблему, пов'язану з підвищенням стійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем до завад. Для розв'язання цієї проблеми необхідно створювати та впроваджувати ансамблі складних сигнально-кодкових структур з оптимізованими характеристиками та компонентами.

Вирішення вказаної проблеми базується на побудові моделей і методичних підходів підвищення завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем на базі ансамблів складних сигналів, що визначає основну мету та зміст дисертаційного дослідження.

Оцінка надійності функціонування ІТС полягає в оцінці стійкості системи шляхом визначення рівня існуючих перешкод - завад множинного доступу (ЗМД) та швидкодії системи під час моніторингу спектру та розподілу доступного радіочастотного ресурсу. Впровадження комплексних рішень для моніторингу спектру в ІТС призводить до підвищення складності роботи системи керування. Одночасно, важливо вирішувати як питання зниження рівня ЗМД, так і скорочення часу на прийняття рішень щодо розподілу частотного ресурсу.

Ці аспекти є важливими для забезпечення високої надійності та заданої пропускної здатності ІТС. Треба також зазначити, що вирішення кожної з цих задач тісно пов'язане між собою, що потребує нових підходів до вирішення завдань забезпечення високого рівня в цілому як пропускної здатності так і

надійності ІТС. Складність вирішення поставлених завдань зростає через наявність різноманітних видів завад і перешкод, вплив яких порушує оптимальність балансу роботи інтелектуальної мережі.

У своїй дисертаційній роботі автор спирався на дослідження, проведені вітчизняними та іноземними вченими, які зробили значний внесок у розвиток теорії побудови безпроводових інтелектуальних і когнітивних телекомунікаційних систем, а також у створення методів та моделей складних сигнально-кодових структур та систем керування. А саме: G.Q. Maguire Jr, S. Naykin, P. Setoodeh, H. Arslan, J. Mitola III. Крім того, у досліджуваній галузі зв'язку працюють: S. Gubbi, Young Chang, M. Marusic, Hu Wendong. Суттєвим аспектом є також те, що роботи зазначених авторів не вичерпно аналізують архітектуру когнітивних мереж та безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. Хоча вони надають деякі відомості про системи, елементи архітектури та їх взаємодію, такі як безпека, сценарії ініціалізації частот, та валідація, але не демонструють достатнього огляду архітектури WRAN (Wireless Regional Area Network). Також, мало уваги приділено методам управління і аналізу спектру.

У той же час, управління середовищем в безпроводовій інтелектуальній телекомунікаційній системі потребує детального вивчення функцій управління часовими та частотними ресурсами. Згідно з протоколом IEEE 802.22 реалізація функції PHY (Physical layer) проходить на фізичному рівні WRANs і є важливою складовою. Вказаний стандарт в своїх роботах опрацьовують: Vacchus R., Bogucka H., Mahmoud Q., Zou Y., Wang X., Shen W. Однак значущим недоліком є те, що питання конфліктування двох або більше вторинних користувачів за один канал практично не було досліджено. І більше того, залишилися недослідженими взаємодія та ймовірність виникнення помилок між вторинними та первинними користувачами у режимі багатьох вторинних користувачів. Е. Хартман, зокрема, опирався на ансамблі імпульсних сигналів. Суттєвий вплив на розвиток теорії керування складними сигналами мали роботи М. Бернфельда, Р. Бенджаміна, Ч. Кука, Р. Хартлі. А над питанням

створення і обробки складних сигналів працювали: В. П. Іпатов, Л.Є. Варакін, Т.О. Оганов, І.М. Пишкін, В.М. Харченко, О.О. Харкевич. Вищезазначені автори акцентують увагу в своїх роботах на подолання ЗМД, що обов'язково є в наявності у загальній смузі частот при роботі радіосистем, а також на вплив ЗМД на якість зв'язку між користувачами і їх кількість при одночасному обслуговуванні. Проте, розробка дієвих моделей і методів ансамблів складних сигналів не була здійснена належним чином і залишається актуальною науковою і практичною проблемою.

Проведений аналіз наукових досліджень різноманітних авторів показує, що поза фокусом їх уваги залишилось вирішення завдань щодо підвищення ефективності функціонування ІТС: розробка систем керування середовищем, створення нових конструкцій сигналів і розробка алгоритмів їх реалізації, які б враховували всі особливості функціонування ІТС. Так формується нова наукова проблема розв'язання завдань комплексного характеру, які пов'язані з створенням моделей та методів оптимізації ефективності роботи інтелектуальної мережі, що включає моніторинг спектру, управління ресурсами і використання продуктивних методів модуляції.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами і темами. Дисертаційна робота містить наукові результати безпосередньо пов'язані з положеннями наведеними нижче.

У межах робіт з науково-дослідною спрямованістю проведено дослідження за темою: «Розробка широкосмугової пеленгаційної системи для визначення місцезнаходження безпілотних летальних апаратів (БпЛА) військового та невійськового призначення» (ДР № 0122U001211, Хмельницький національний університет), запропоновано інтеграційну систему з комплексних методик, а саме: вдосконалено метод та розроблений алгоритм керування середовищем безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем за рахунок розширення мережі, який відрізняється від існуючих введенням функцій інтелектуальності до системи керування середовищем безпроводового доступу в регіональній мережі, реалізованого на основі

керування нейронної мережі, що дозволяє підвищити ефективність функціонування інтелектуальних безпроводових телекомунікаційних систем та збільшити пропускну спроможність системи в 1,8 рази.

У рамках дослідницької роботи для Національної академії Національної Гвардії України, розроблено проект «Поляна 3» (ДР№ 0116U004048). Ключовим аспектом якого є побудова алгоритму методу моніторингу радіочастотного спектру за допомогою швидкого перетворення Фур'є. Запропонована програмна реалізація цього методу стала інструментом для ефективного моніторингу радіочастотного спектру в інтелектуальних безпроводових телекомунікаційних мережах. Важливо відзначити, що ця програма дозволила значно прискорити процедуру моніторингу на 10-15%, що в свою чергу підвищило ефективність використання частотного спектру в мережах.

Метою дисертаційного дослідження є шляхи підвищення рівня завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. Для досягнення визначеної мети і вирішення актуальних проблем потребують послідовного розв'язання наукові задачі:

1. Дослідження комплексних методів та розробка моделей моніторингу спектру в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з метою забезпечення ефективного управління радіочастотним спектром, виявлення завад та оптимізації використання доступних ресурсів.

2. Дослідження і моніторинг рівня ефективності керування доступом до безпроводового інтелектуального середовища та методів керування в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з метою оптимізації використання ресурсів, покращення якості обслуговування, зменшення рівня завад.

3. Удосконалення методів та розробка моделей керування середовищем в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з метою забезпечення їх оптимальної працездатності, ресурсоемності та ефективності, оптимального керування середовищем у різних умовах роботи.

4. Розробка адаптивної моделі та методу множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах на основі комплексного підходу та інтеграції багатьох аспектів, включаючи обробку сигналів, аналіз даних, моделювання та програмування.

5. Розробка алгоритмів керування середовищем в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з метою оптимізації їх роботи, забезпечення ефективності та надійності, зниження рівня завад, спотворень, перехресних впливів.

6. Аналіз потенційних можливостей зі збільшення об'єму ансамблів складних кодових конструкцій сигналів для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, що можуть покращити їх продуктивність і завадостійкість, а також ефективніше використовувати обмежені радіочастотні ресурси.

7. Розробка моделей та удосконалення методів синтезу ансамблів складних конструкцій кодових сигналів на основі проведених досліджень, моделювання та симуляції, тестування, експериментів та валідації, а також налагодження та оптимізації запропонованих нових методів у реальних умовах використання безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної системи.

8. Розробка інструментів і технологій для програмної реалізації методів синтезу ансамблів складних конструкцій кодових сигналів з врахуванням визначених послідовностей для синтезу ансамблів складних конструкцій кодових сигналів з покращеними властивостями взаємної кореляції в часовій та частотній областях

9. Дослідження властивостей кореляції та ансамблевих властивостей отриманих складних кодових конструкцій адаптивних сигналів з метою визначення ефективності інтелектуальних телекомунікаційних систем та їх здатність до роботи в змінних умовах.

Об'єктом дослідження є процес розробки складних ансамблів сигнально-кодкових конструкцій для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

Предметом дослідження є методи та моделі підвищення рівня завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

Методи досліджень. Для оптимального вирішення частинних науково-практичних задач в дисертації застосовувались: теорія імовірностей для аналізу випадкових процесів в інтелектуальних мережах, теорія інформації для оцінки ступеню впливу завад множинного доступу каналів передачі даних розробки складних сигнально-кодкових конструкцій для передачі інформації з максимальною швидкістю та мінімальною помилковістю, теорія черг для аналізу і моделювання роботи інтелектуальних мереж з великою кількістю користувачів, теорія графів для аналізу топології мереж і зв'язків між їхніми складовими, що допомагає в оптимізації маршрутизації та виявленні недоліків в інтелектуальних мережах, методи оптимізації для знаходження оптимальних параметрів та ресурсів в мережах, теорія керування і автоматичного регулювання для розробки алгоритмів управління та регулювання в інтелектуальних телекомунікаційних системах.

Для підтвердження рівня достовірності отриманих в дисертаційному дослідженні теоретичних і практичних результатів застосовувалось імітаційне моделювання і методи симуляції, у тому числі для прогнозування подальшої продуктивності і ефективності отриманих наукових результатів. Аналіз і оцінка результатів проведених наукових експериментів проводилась з використанням статистичних математичних методів: вибіркової статистики для розрахунку основних статистичних параметрів, метод інтервального оцінювання для побудови довірчих інтервалів для параметрів системи на основі вибірових даних, метод гіпотези та тестування гіпотез, регресійний аналіз для моделювання залежностей між різними змінними в інтелектуальних телекомунікаційних системах, кореляційний аналіз для визначення

взаємозв'язку між різними змінними в інтелектуальних телекомунікаційних системах.

Наукова новизна одержаних результатів. У процесі теоретичних досліджень і моделювання у дисертаційній роботі одержані наступні нові наукові результати, а саме:

1. Отримав подальший розвиток метод керування середовищем безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем за рахунок розширення радіо мережі, який відрізняється від існуючих аналогів введенням функцій інтелектуальності до системи керування середовищем безпроводового доступу в регіональній мережі (WRAN), керування якою реалізовано на основі нейромережі, що створює можливості підвищення рівня ефективності функціонування безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

2. Отримав подальший розвиток метод множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв на основі структурування рою частинок в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах, який дозволяє, на відміну від існуючих, забезпечити підвищення рівня ефективності виявлення користувачів мобільних пристроїв безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

3. Вперше розроблено метод конкурентного вибору каналів безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем при множинному доступі первинних та вторинних користувачів мобільних пристроїв, який дозволяє, на відміну від аналогічних існуючих методів, підвищити рівень ефективності роботи вторинних користувачів за рахунок впровадження технології накопичення енергії під одночасним керуванням нейронної мережі.

4. Вперше розроблено метод синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій, заснований на впорядкованих перестановках часових елементів сигналів, який створює можливості зі збільшення об'ємів ансамблів складних сигналів за рахунок врахування всіх імовірних комбінацій у часовій та частотній областях з наступним формуванням фіксованих сигналів, що дає змогу підвищити рівень завадостійкості безпроводових інтелектуальних

телекомунікаційних систем і сприяє кращому використанню спектральних ресурсів.

5. Удосконалено метод синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних мереж, отриманих шляхом міксування часових виборок вихідних послідовностей, який відрізняється від відомих аналогічних методів формуванням вибірки елементів на основі розрахунку середнього значення максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції, застосування якого створює можливості з підвищення рівня завадостійкості інтелектуальної мережі при суттєвому збільшенні об'єму ансамбля сигналів.

6. Набув подальшого розвитку метод синтезу ансамблів сигнально-кодових конструкцій на основі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, отриманими шляхом смугової фільтрації з міксуванням, реалізований на основі виділення зі спектра послідовностей частотних смуг з наступним багатократним перенесенням і подальшим багатократним міксуванням, що дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів при заданій завадостійкості безпроводової інтелектуальної мережі.

7. Вперше розроблено метод визначення частотно-часових координат співпадінь сигнальних елементів, який дозволяє оптимізувати процедуру міксування часових та частотних перестановок в сигнально-кодових конструкціях і дає змогу підвищити завадостійкість, оптимізувати процедури покращення ефективності передачі даних, зменшити інтерференцію і вплив завад у безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах.

Практичне значення результатів наукових досліджень полягає в тому, що методи та моделі, розроблені у дисертаційній роботі, можуть служити основою для створення конкретних технологічних рішень та реалізації їх у безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах, а саме:

1) у розробленні алгоритму моніторингу спектра на основі швидкого перетворення Фур'є для аналізу і вимірювання спектральних характеристик

сигналів і оптимізації роботи у безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах;

2) у розробленні алгоритму керування середовищем безпроводового доступу в регіональній мережі з застосуванням роботи нейронної мережі для покращення рівня ефективності функціонування безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, збільшення пропускну здатності системи в 1,8 рази, якщо навчання нейронної мережі відбувається на відповідних даних, з виконанням заданих вимог, а валідація доводить ефективність системи;

3) у розробці комплексних програмних рішень для множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв на основі структурування рою частинок в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах, що підвищує рівень ефективності виявлення користувачів мобільних пристроїв і пропускну здатність системи безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем від 10 до 40 % в залежності від кількості локаційних позицій;

4) у розробці алгоритму конкурентного вибору каналів безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем при створенні системи множинного доступу для первинних та вторинних мобільних користувачів, що дозволяє підвищити рівень ефективності роботи вторинних користувачів за рахунок впровадження технології накопичення енергії;

5) у розробленні програмних рішень для реалізації методу синтезу ансамблів сигнально-кодівих структур для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, які отримані шляхом використання методу впорядкованих перестановок часових елементів сигналів, що дозволяє збільшити об'єм синтезованих ансамблів складних сигнальних структур у порівнянні з аналогічними відомими сигналами з використанням послідовностей, які слабо взаємно корелюють, а також програмами, що дозволяють підвищити рівень завадостійкості інтелектуальної мережі за

рахунок зменшення рівня максимальних викидів бічних пелюсток ФВК взаємодіючих елементів сигналів на 6-14 %;

6) у розробленні програмних рішень для реалізації методу перестановок частотних елементів сигналів шляхом застосування методу повного перебору, вибору оптимальної перестановки, тестування і валідації, що дозволяє розширити потенціал для збільшення об'єму ансамблів складних сигнально-кодових структур в m раз, де m – значення кількості перестановок частотних елементів, і покращити характеристики безпроводової інтелектуальної системи;

7) у розробленні програмних рішень для реалізації методу синтезу ансамблів складних сигнально-кодових структур на основі застосування методу перебору послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, отриманими шляхом смугової фільтрації з міксуванням, що, у свою чергу, дозволяє збільшити об'єм ансамблів складних сигналів порівняно з аналогічними відомими ансамблями на 18-28 % при заданому рівні завадостійкості безпроводової інтелектуальної мережі.

Науково-практичні результати, отримані в дисертаційній роботі практично впроваджено та використано у наступних організаціях і структурах:

– військовою частиною А7223 (акт реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи №38/12/9 від 08.01.2023 р.);

– Хмельницький національний університет, НДР № 0122U001211 (акт впровадження результатів дисертаційного дослідження №1/1 від 18.01.2023р.);

– Національна академія Національної Гвардії України, НДР № 0116U004048, шифр «Поляна 3» (акт реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи №1/1 від 01.02.2023 р.);

– Інститут цивільної авіації Харківського національного університету Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба (акт впровадження результатів дисертаційного дослідження в навчальний процес №1/1 від 15.02.2023 р.);

– Український державний університет залізничного транспорту (акт впровадження результатів дисертаційного дослідження в навчальний процес №1/1 від 26.01.2023 р.).

Особистий внесок здобувача. Наукові позиції, положення та висновки дисертаційного дослідження розроблені самостійно. Автор особисто визначив загальну концепцію дисертації, сформулював об'єкт, мету та завдання дослідження, обрав та обґрунтував застосування методів дисертаційного дослідження. В дисертаційній роботі здійснено синтез та узагальнення результатів наукових досліджень, які автор виконав самостійно. Окрім того, автор опублікував ці результати у співавторстві з іншими науковцями в роботах [19, 23-41, 46-50, 55, 117-120, 138-139, 154].

У наукових публікаціях у співавторстві автор займав провідну роль у визначенні та обґрунтуванні напрямку наукових досліджень, відповідав за постановку завдань на різних етапах виконання робіт, аналізував, інтерпретував та апробував отримані наукові результати. У дисертації не були використані ідеї та розробки, які належать співавторам і опубліковані в спільних наукових працях. Всі наукові результати, представлені у дисертації для захисту, були отримані особисто автором. Наукові статті, що були опубліковані у фахових виданнях, відповідають вимогам як за назвою, так і за змістом.

Всі отримані науково-практичні результати, які представлені у дисертаційній роботі, є власними самостійними розробками автора. У випадку робіт, які були виконані спільно з іншими авторами і опубліковані у фахових виданнях України та у виданнях з індексом міжнародних наукометричних баз, особистий внесок автора полягає у підвищенні рівня завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем шляхом використання ансамблів складних сигнально-кодових структур, що вимагає розробки нових моделей та методів, спрямованих на забезпечення надійної передачі даних при наявності завад і перешкод, що сприяє забезпеченню високої ефективності інтелектуальної системи. В наукових роботах, які було опубліковано у співавторстві, автору належить такий особистий вклад: [154] впровадження концепції безпеки з використання криптокодових конструкцій McEliece і Niederreiter, які відрізняються високою конфіденційністю, надійністю на основі кодів LDPC та ефективною інтеграцією з протоколами

мережі IEEE 802.15.4 і IEEE 802.16, що все разом забезпечує добру сумісність розробленої концепції безпеки з різними пристроями в інтелектуальних телекомунікаційних мережах; [138,139] проведення порівняльного аналізу відомих методів і аспектів, оцінка взаємних кореляційних властивостей сигналів, вибір найбільш ефективних і безпечних сигнальних конструкцій для конкретних вимог і застосувань, створення ансамблів сигнально-кодових конструкцій; обґрунтування застосування різних методик порівняння кореляційних властивостей нелінійних послідовностей для різних характеристик і процесів в інтелектуальній мережі, у тому числі, для моделювання і симуляції; [26, 120] участь у проекті з розробки програмної моделі для генерації складних сигнально-кодових ансамблів за допомогою обробки частотною фільтрацією псевдовипадкових послідовностей з обмеженою взаємодією в часовому домені у середовищі MATLAB; [32] участь у розробці методів і алгоритмів інтеграції методики Кіль Маркова у навчання нейронних мереж; [30] апробація методики з метою структурування робочого каналу і побудова алгоритму імітаційного моделювання самоорганізаційної карти Кохонена в середовищі MATLAB з опрацюванням в нейромережі [31, 50]; розробка алгоритму конкуренції за канали на основі конкуруючого набору, що допомагає вторинним користувачам мобільних пристроїв ефективно обирати канали в умовах обмеженого ресурсу та конкуренції за доступ до них [29] створення хмарної архітектури для радіомережі (RAN), яка є особливо ефективною в сучасних інтелектуальних радіомережах, де важлива гнучкість авторизації та аутентифікації, безпека, ефективне керування системою внутрішніх процесів; [19, 117, 119,] апробація методики послідовностей з мінімальним рівнем енергетичної взаємодії з обчислення функції взаємної кореляції (cross-correlation function) з знаходженням точок максимальних викидів пелюсток ФВК; [118] розробка методики генерації псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією у часовій області і з вбудуванням, передачею та демодуляцією відеоімпульсів в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з кодовим розділенням каналів; [38] участь в

розробці методу нарощування обсягу складних ансамблів послідовностей, що дозволяє створювати ансамблі відеоімпульсів з низьким рівнем взаємної кореляції, з забезпеченням більшої безпеки і меншої сприйнятливості до інтерференції в безпроводових системах передачі відеоданих [37] розробка алгоритму створення послідовності сигналів з малою енергетичною взаємодією в умовах обмежених ресурсів та низької інтерференції між сигналами в системах інтелектуального радіо; [36, 39] дослідження впливу на рівень завадостійкості MIMO (Multiple Input, Multiple Output) систем кількості використаних антенних систем, що є важливим аспектом в розробці та оптимізації безпроводових комунікаційних систем; [34] участь у розробці спеціального підходу для ефективного виявлення і компенсації аномалій в каналах із завмираннями і частотними зсувами, запровадження алгоритму низької складності для спектрального моніторингу; [33] аналіз і моніторинг спектральних характеристик сигналів у реальному часі у безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах на основі швидкого перетворення Фур'є [35]; дослідження ефективності застосування теоретичного інформаційного критерію і вагових коефіцієнтів Акайке, для автоматичного визначення частотних піддіапазонів каналу для передачі даних в радіомережі, з урахуванням використання ресурсів та мінімізації втрат сигналу; [28] аналіз процесів функціонування в умовах перешкод і завад висхідного каналу технології LTE (Long-Term Evolution) і дослідження його характеристики; [41] створення математичних алгоритмів та методів обробки сигналів для досягнення цілей узгодженої фільтрації: підсилення або приглушення конкретних компонентів сигналу в часовій області; [40] вдосконалення процедури визначення присутності цільового сигналу за допомогою методу спектрального моніторингу на основі цифрової узгодженої фільтрації шляхом оптимізації статистичної оцінки з метою покращення процесу визначення наявності сигналу; [48] розробка програмної реалізації математичної моделі безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної системи, оцінка ефективності адаптивного методу декодування алгебраїчного згорткового коду

у порівнянні з іншими підходами; [27] участь у програмних рішеннях щодо програмній реалізації методичного підходу з створення ансамблів складних сигнально-кодкових структур, які утворюються через переміщення часових інтервалів послідовностей з використанням ранжованого ряду як основи; [24] участь у наукових дослідженнях кореляційного взаємозв'язку між сигнальними ансамблями складних – кодкових структур, які було створені за допомогою перестановок частотних компонентів псевдовипадкових послідовностей; [25] дослідження характеристик ансамблів складних кодкових конструкцій сигналів, створених шляхом перестановок ранжованих інтервалів часу; [26] оцінка частотної характеристики смуг спектру псевдовипадкових послідовностей з обмеженою енергетичною взаємодією; [49] моделювання з аналізом взаємних кореляційних характеристик сигналів, що ґрунтуються на послідовностях з покращеною кореляційною структурою; [55] вдосконалення методу множинного виявлення з використанням інтеграції методу рою частинок і архітектури згорткової нейронної мережі.

Апробація результатів дисертації. Основні положення і результати дисертації, практичні висновки і рекомендації, які одержані в ході роботи, апробовані та оприлюднені в ході: 33-я Міжнародна науково-практична конференція (Харків, 30 жовтня 2020 р.); X Міжнародна науково-практична конференція (Запоріжжя, 07 – 09 жовтня 2020 р.); Всеукраїнська науково-практична конференція (Львів, 20 листопада 2020 р.); VI Всеукраїнська науково-практична конференція (Полтава, 06 листопада 2020 р.); Науково-практична конференція «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку» (Харків, 18-19 березня 2015 р.); VI міжнародна науково-технічної конференції «Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління» (Харків, 2016), 29-та міжнародна науково-практична конференція «Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті» (Черноморськ, 2016), LXXX Міжнародної науково-технічної конференції «Розвиток наукової та інноваційної діяльності на транспорті» (Харків 2018), науково-практична

конференція «Службово-бойова діяльність Національної гвардії України: сучасний стан, проблеми та перспективи» (Харків, 2018).

Крім того, основні положення і результати дисертації, практичні висновки і рекомендації також апробовано на міжкафедральному семінарі Факультет кібербезпеки, комп'ютерної та програмної інженерії Національного авіаційного університету.

Публікації. Основні наукові положення та результати дисертаційного дослідження опубліковано в 33 наукових працях. У томи числі: в 2 наукових статтях у періодичних наукових виданнях, які індексуються наукометричною базою Scopus та 2 наукових статтях у періодичних наукових виданнях, які індексуються наукометричною базою Web Of Science; в 20 наукових статтях у періодичних виданнях України включених до «Переліку наукових фахових видань України», 9 тезах доповідей та матеріалах конференцій.

Структура дисертації та її обсяг. Дисертаційна робота складається з анотації, змісту, переліку умовних скорочень, вступу, шести розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та додатків і має 244 сторінки основного тексту, 85 рисунків та 15 таблиць, 38 сторінок додатків. Список використаних джерел містить 214 найменування і займає 22 сторінки. Загальний обсяг дисертаційної роботи – 350 сторінок.

РОЗДІЛ 1

ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИНЦИПІВ МОНІТОРИНГУ СПЕКТРУ В БЕЗПРОВОДОВИХ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

1.1 Загальна характеристика інтелектуальних безпроводових телекомунікаційних систем

Розвиток безпроводових технологій дозволив майже повністю ліцензувати і розподілити всі існуючі частотні діапазони. Тому, в сучасних умовах впровадження нових сервісів стає все складнішим, а в деяких випадках й зовсім неможливим. Для розв'язання такої проблеми сьогодні використовують стандарт IEEE 802.22 WRAN, який, наразі, відкриває нові можливості для ефективного і оптимального використання спектру радіочастоти. Стандарт IEEE 802.22 WRAN (Wireless Regional Area Network) – це безпроводовий стандарт, який було розроблено для створення безпроводових мереж доступу регіонального і локального характеру. Основним призначенням стандарту було його застосування в невикористаних чи вільних частинах радіочастотного спектру, які раніше використовувались для телевізійного мовлення, тобто спектр в діапазоні частот 54 до 862 МГц. Навіть його назва - «Wireless Regional Area Network» вказує на його регіональне призначення для реалізації безпроводових мереж зв'язку, де створення проводової інфраструктури було важко доступним або зовсім неможливим чи недоцільним [154, 101]

До головних характеристик стандарту IEEE 802.22 WRAN належать наступні: використання вакантних телевізійних частот, що раніше використовувалися для аналогового телевізійного мовлення і для передачі даних; дальність покриття IEEE 802.22, що дозволяє створювати мережі з великою зоною покриття, з радіусом до 100 кілометрів; безпроводові інтелектуальні телекомунікаційні мережі для ефективного використання

доступних частот, моніторингу спектру та уникнення втручання в існуючі мережі; широкосмуговий доступ до Інтернету та інших послуг з передачі даних зі швидкістю до 22 Мбіт/с; управління потужністю для зменшення впливу на інші системи та забезпечення ефективного використання спектру.

Стандарт IEEE 802.22 WRAN був створений для розв'язання проблеми надмірного використання спектру радіочастот та забезпечення доступу до безпроводового Інтернету в локальних і регіональних областях, де провадова інфраструктура не є практичною або є дуже витратною.

Цей стандарт характеризує і описує безпроводові регіональні мережі (WRAN), які використовують вакантний спектр телевізійної смуги частот в діапазоні від 54 до 862 МГц. Переваги використання цього діапазону очевидні, і це: низький рівень перешкод виробничого та іоносферного характеру, компактні антени для ефективною передачі та прийому сигналу, відмінні властивості поширення сигналу і здатність забезпечення широкого охоплення робочої зони.

В сучасних умовах значна частина частотного діапазону призначена для наземного телевізійного мовлення, тобто стандарт IEEE 802.22 базується на застосуванні безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, що необхідно для забезпечення в визначеному географічному районі взаємної сумісності між системою широкосмугового радіодоступу і наземним телевізійним мовленням [116, 178-179]. Створення таких умов дозволяє ефективно використовувати доступний спектр частот без необхідності отримання на них ліцензії. А ефективним результатом є передача даних зі швидкістю до 22 Мбіт/с і значне розширення зони покриття – до радіусу 100 км [101, 103]. Безпроводні інтелектуальні телекомунікаційні системи передбачають використання динамічної області доступу до спектру, з автоматичним визначенням мережею частини спектру, яка «вільна» і не використовується іншими телекомунікаційними системами [206, 207].

Згідно стандарту IEEE 802.22 на практиці використовується метод геолокації, створення коректної бази даних та сканування і моніторинг

частотного спектру, що необхідно для аналізу навколишнього середовища [90]. Управління частотним спектром виконується базовою станцією і у цьому стандарті належить до функції інтелектуального керування. На основі вхідних даних система приймає рішення щодо вибору частотного каналу. При виконанні робочої умови, якщо виявляється, що робота мережі WRAN на каналі N може створювати завади для діючих передавачів, то може бути застосоване зменшення видачі потужності обладнання користувача за допомогою методу управління потужністю передачі [178, 179]. І якщо ця робоча умова не виконується, автоматично не створюються умови забезпечення необхідної і оптимальної якості передачі, а система IEEE 802.22 вимушена шукати інший частотний канал.

Також можлива ситуація зміни видачі потужності на базовій станції для зменшення завад, але у більшості випадків на практиці це може потребувати необхідності впровадження змін частотного діапазону для базової станції та підключених до неї пристроїв користувачів [92].

Безпроводові інтелектуальні телекомунікаційні системи є складними системами, які включають в себе різноманітні компоненти та технології для обробки, передачі, зберігання та управління інформацією. Основними елементами інтелектуальної системи є наступні (рис.1.1).

1. Апаратне забезпечення (Hardware). Це: комп'ютери (сервери, робочі станції, ноутбуки), серверні пристрої, мережеве обладнання (маршрутизатори, комутатори, модеми), обладнання для зберігання даних (сервери для зберігання, SAN, NAS), мобільні пристрої (смартфони, планшети).

2. Програмне забезпечення (Software). Це: операційні системи (Windows, Linux, macOS), програми для обробки інформації (офісні пакети, графічні редактори), системи управління базами даних (MySQL, Oracle, SQL Server), програмне забезпечення для забезпечення безпеки (антивіруси, файрволи), спеціалізоване ПЗ для різних функцій (ERP, CRM, SCM).

3. Мережеві зв'язки (Networking): Інтернет-підключення (до провайдера), локальні мережі (LAN) і бездротові мережі (Wi-Fi), віртуальні приватні мережі (VPN), системи передачі даних (Ethernet, TCP/IP).

4. Людські ресурси (People). До них належать: адміністратори систем і мережі, розробники програмного забезпечення, користувачі та клієнти системи, спеціалісти з безпеки і захисту даних, керівники та аналітики інтелектуальної телекомунікаційної системи.

5. Дані та інформація (Data). Це: бази даних з інформацією, документи та файлові системи, великі дані (Big Data), інформаційні ресурси та контент (веб-сайти, мультимедій).

6. Процеси та процедури (Processes): управління проектами ІТС, бізнес-процеси та процедури обробки інформації, забезпечення безпеки даних та відновлення після аварій, моніторинг та управління роботою систем.

7. Безпека та захист (Security): захист від злому та вірусів, аутентифікація та авторизація користувачів, криптографічні методи захисту даних, аудит та моніторинг подій в системі.

8. Служби та підтримка (Services and Support): технічна підтримка та обслуговування ІТС, хмарні послуги (Cloud Services), віддалені служби та дистанційна підтримка.

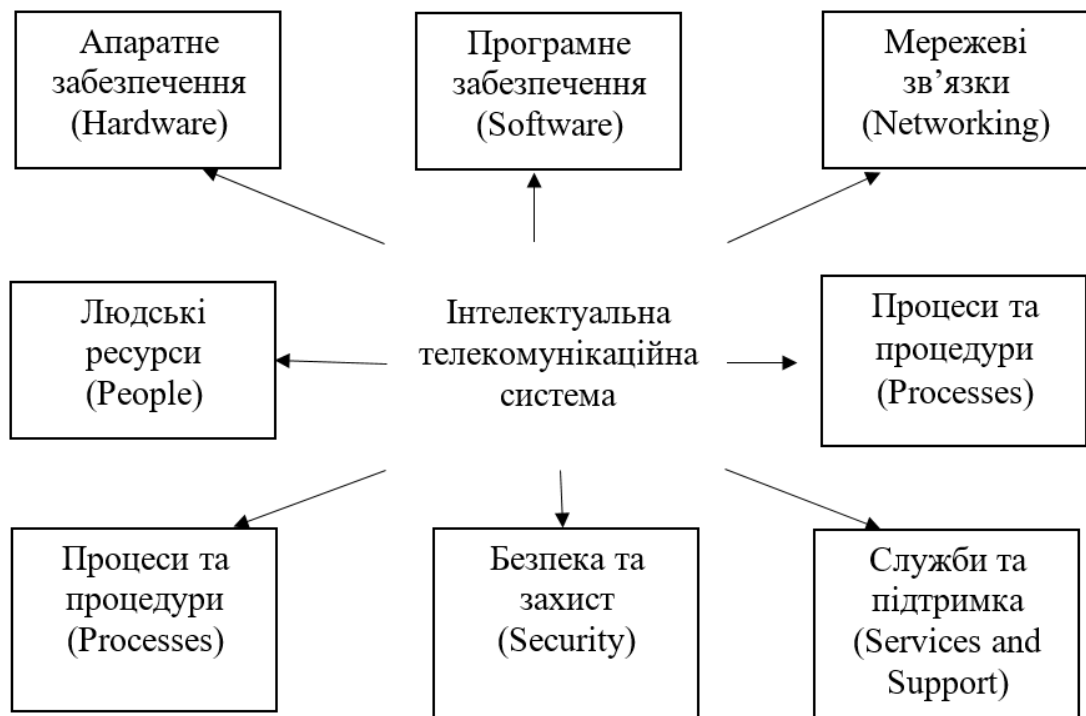


Рис. 1.1 – Основні структурні елементи ІТС

Крім того, треба відмітити, що потужною перевагою стандарту IEEE 802.22 є унікальний підхід з використання діпазону радіочастоти, з можливістю застосування технології безпроводової ІТС в будь-якій службі радіозв'язку, як по потребі, так і в ситуації термінової необхідності збільшення кількості користувачів, які потребують одночасного обслуговування [94].

1.2 Метод моніторингу спектру у каналах із завмираннями та спотвореннями частоти

Останнім часом безпроводові інтелектуальні телекомунікаційні системи привертають значний науковий інтерес через необхідність більш ефективного використання спектру радіочастоти. У безпроводових ІТС термінали радіо намагаються знаходити вільні частотні діпазони в області, яка вже використовується ліцензованими користувачами. При виявленні первинного радіотерміналу з'являється основна проблема, а саме – швидке вивільнення спектру.

Моніторинг спектру є обов'язковою функцією будь-якої безпроводової ІТС, яка спільно використовує частотний діапазон з первинними користувачами. У якості прикладу можна навести стандарт IEEE 802.22, який є зразком інтелектуальної телекомунікаційної системи. У якості суттєвої переваги цього стандарту виступає дозвіл на повторне використання невикористаного спектру у смузі телевізійного мовлення, що сприяє значному збільшенню рівня ефективності використання радіочастотного ресурсу.

Моніторинг спектру - це сам по собі процес, який включає в себе прийняття рішень щодо різних типів та множинних характеристик сигналу. За алгоритмом дії цей процес складається з двох основних етапів – це оцінка варіантів рішень та прийняття рішення [188]. В інтелектуальній мережі, яка за сенсом діє вторинно, під час моніторингу може прийматись рішення на основі двох можливих гіпотез – альтернатив: чи зайнятий визначений частотний діапазон, чи він вільний. Якщо досліджувана система має багато інформації про характеристики сигналу від первинного користувача, то сам по собі процес прийняття рішення стає більш надійним.

За виконання умови, коли існує обмежений доступ про первинного користувача, зазначена система може використовувати метод датчика енергії. Цей метод є загально відомим на практиці і не вимагає жодних зусиль та складних розрахунків. Але якщо умови системи такі, що вона містить попередні знання про первинний сигнал від користувача, то в такій системі вже можуть використовуватися більш складні методи, у тому числі і метод узгодженого фільтру. Це фільтр, який на даний момент оптимізовано для максимізації точності обчислення відношення сигнал/шум [106]. Проте цей метод вимагає виконання умови, при якій відомі заздалегідь визначені характеристики сигналу від первинного користувача.

У сучасних практичних системах також може використовуватися пілот-сигнал, як попередній сигнал, такий, що відомий визначеній системі. У якості прикладу такого сигналу можна навести стандарти цифрового телебачення

(DTV), бо тут застосовуються синусоїдальні пілот-сигнали, що розташовані в різних частотних точках.

Для розрахунків розглянемо вторинну мережу радіозв'язку, яка використовує єдиний датчик. За умови, що вторинний датчик виконує завдання контролю діяльності первинної мережі. Припустимо, що аналогічно до попередніх досліджень [69, 190], досліджуваний первинний радіосигнал використовує пілот-сигнал у формі синусоїди.

Крім того, для розрахунків необхідно виконання умови, що первинний користувач може знаходитись в опціях «активний» і «неактивний». Результати спостереження, отримані від датчика, сформульовано у вигляді математичної подвійної гіпотези системи, яка має наступний вигляд:

$$\begin{cases} H_0: Y(m) = V(m), m = 1, \dots, M \\ H_1: Y(m) = H \sin(m\Omega + \Theta) + V(m), m = 1, \dots, M, \end{cases} \quad (1.1)$$

де H - випадковий коефіцієнт послаблення каналу,

Ω - невідома випадкова кутова частота сигналу від первинного користувача, яка за вихідними даними точно не відома внаслідок розузгодження генераторів,

Θ – Доплерівський зсув, що за припущенням є випадковим невідомим зміщенням фази пілот-сигналу,

$V(m)$ - випадковий адитивний шум.

При таких умовах, Релеєвська щільність розподілу описується функцією:

$$p(h) = \begin{cases} \frac{h}{\sigma_h^2} \exp\left(-\frac{h^2}{2\sigma_h^2}\right), h \geq 0 \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases}$$

(1.2)

де - σ_h^2 - це дисперсія коефіцієнта послаблення каналу; фазовий зсув Θ – описується однорідною щільністю розподілу $\Theta \sim U[0, 2\pi)$ і це визначена випадкова величина.

Основною метою використання моніторингу спектру є розв’язання гіпотези під час подвійного тестування (тобто вибір між двома альтернативними варіантами) на основі отриманого сигналу. З врахуванням апіорної ймовірності кожної моделі, а також витрат, що пов’язані з кожним можливим рішенням, за критерієм Байеса [106], рівняння з прийняття рішення можна записати у вигляді:

$$\Lambda(y) = \frac{p(y|H_1)}{p(y|H_0)} U_i \begin{matrix} H_1 \\ > \\ < \\ H_0 \end{matrix} \gamma_i, \quad (1.3)$$

де γ – поріг значення апіорі, який містить в собі повні витрати.

Дослідження і спостереження, згідно визначеної гіпотези, є незалежними, а розрахунок розподілу можна представити у вигляді системи з параметрами:

$$p(\gamma|H_0) = \prod_{m=1}^M p(y(m)|H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} \times \\ \times \prod_{m=1}^M \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_v^2} y(m)^2\right) \quad (1.4)$$

Проаналізуємо найбільш широко відомі результати, які можна отримати внаслідок обчислення системи, а саме:

1) система містить відомий коефіцієнт H послаблення каналу і не містить частотних зсувів ($w = \bar{w}$);

Це найбільш простий із можливих випадків, де коефіцієнт H послаблення каналу апіорі відомий, а частотні зсуви не спостерігаються або відсутні. У цьому випадку ймовірність визначається за формулою [195]:

$$\Lambda^I(y) = \frac{p(y|H_1)}{p(y|H_0)} = \exp\left(\frac{-Mh^2}{2\sigma_w^2}\right) I_0\left(\frac{2h}{2\sigma_w^2} r\right) \quad (1.5)$$

де I_0 – є зміненою функцією Бесселя, а формула визначення r виглядає так:

$$r(w) = \sqrt{(y_c^2 + y_s^2)}, \quad (1.6)$$

де $y_c(w) = \sum_{m=1}^M y(m) \cos(mw)$, а $y_s(w) = \sum_{m=1}^M y(m) \sin(mw)$.

При таких умовах для отримання функції відношення ймовірностей необхідний тільки єдиний узгоджений фільтр.

2) система немає частотних зсувів ($w = \bar{w}$), але коефіцієнт H послаблення каналу є невідомим;

Оскільки у даному випадку, не зважаючи на відсутність частотних зсувів (і відоме значення ω), необхідно провести розрахунок, бо апіорі коефіцієнт послаблення каналу є невідомий. Для розрахунку $\Lambda(y|\omega)$, зазвичай використовують обмеження h , і тоді математичне відношення ймовірності описується формулою [195]:

$$\Lambda^H(y) = \int_0^{\infty} \Lambda(y|h) p(h) dh = \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} \times \exp\left(\frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} r(w)^2\right) \quad (1.7)$$

де $r(\omega)$ – визначається за формулою (1.6), з врахуванням умови варіанту 1, коли для отримання функції відношення ймовірності потрібен тільки один узгоджений фільтр.

3) в системі спостерігається подвійна невідомість як коефіцієнта послаблення каналу так і частотного зсуву.

Такі вихідні умови потребують використання формули (1.7) і введення обмеження по частоті ω , яка у даному разі є випадковою:

$$\Lambda^{III}(y) = \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} \times \int_{\bar{w}-\varepsilon}^{\bar{w}+\varepsilon} \exp\left(\frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} r^2(w)\right) p(w) dw \quad (1.8)$$

Оскільки інтеграл в формулі (1.8) неможливо розв'язати, то для приблизної його оцінки проведемо апроксимацію $p(\omega)$ з використанням дискретної щільності розподілу - $p_d(\omega)$ і деякої множини K дискретних значень (фільтрів). Така функція буде мати вигляд: $p_d(w) \approx \sum_{k=1}^K p(w_k) \delta(w - w_k)$, де $w_k = (\bar{w} - \varepsilon) + k\Delta, k = \{1, 2, \dots, K\}, K = \frac{2\varepsilon}{\Delta}$.

Таким чином проводимо апроксимацію функції відношення ймовірності за формулою, яка буде мати наступний математичний вигляд [195]:

$$\Lambda(y) \approx \sum_{k=1}^K \Lambda(y|w) p(w_k) = \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} \times \sum_{k=1}^K p(w_k) \exp\left(\frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 (\sigma_w^2 + M\sigma_a^2)} r(w_k)^2\right) \quad (1.9)$$

У даному випадку спостерігаємо оцінку заданої функції відношення ймовірності з використанням визначеного набору з K фільтрів, що є узгодженими, причому кожен для своєї частоти зі значенням ω_k . У якості вихідних даних відомо, що будь-який узгоджений фільтр є чутливим до визначеного частотного розугодження, тому при проведенні розрахунків треба дотримуватись умови, що кількість K фільтрів є доволі великою. Таке дотримання дозволяє зробити дуже малим проміжок між послідовними дискретними частотами $\Delta\omega$, і відповідно, незначне частотне розугодження.

Однак, така ситуація, по-перше, тягне необхідність використання дорогого устаткування, а по-друге, може призвести до нестабільності роботи всієї системи, оскільки в реальних умовах може скластись ситуація, коли спостерігається частотне розугодження і використовуються декілька неузгоджених фільтрів. В усіх випадках, для реалізації розрахунків доцільно використання методу сліпого моніторингу спектру низької складності.

Метод сліпого моніторингу спектру низької складності - це алгоритм аналізу та відслідковування сигналів у спектральному діапазоні, який відрізняється низькою складністю в обробці даних та вимагає обмеженої обчислювальної потужності. До основних характеристик цього методу належать:

1) ефективність – дозволяє виявляти та аналізувати сигнали в реальному часі або на великих обсягах даних з високою швидкістю та низькими обчислювальними витратами;

2) автоматизація – метод може бути налаштований на автоматичну роботу без значного втручання оператора;

3) здатність розрізняти сигнали – метод дозволяє виділяти різні сигнали у спектрі та визначати їх характеристики, такі як частота, амплітуда, модуляція тощо;

4) використання для різних задач – метод може використовуватися в різних областях, не тільки телекомунікації, радіозв'язок, радары, але й медична діагностика, а також в наукових дослідженнях;

5) можливість адаптації - легко адаптується до змін в умовах оточення, що робить його корисним для динамічних сценаріїв.

Важливо враховувати, що метод сліпого моніторингу спектру може мати обмеження у роздільній здатності та точності в порівнянні з більш складними методами, але він є цінним інструментом для широкого кола застосувань, де важлива ефективність та швидкість обробки сигналів.

Для дослідження було обрано третій випадок, наведений вище, де невідомий і коефіцієнт послаблення каналу, і частотний зсув. Для нього

запропонований алгоритм моніторингу спектру за сліпим методом. Обов'язковим є уточнення, що при відомості робочої частоти зсуву Ω можна б було використовувати розрахунки за формулою (1.7). Але за вихідними умовами, вона не відома, тому доцільно використання математичного підходу КУВЙ [106], згідно якого, на першому етапі необхідно отримати максимально ймовірнісне значення частоти Ω , а потім, на другому етапі, ґрунтуючись на цій оцінці частоти $\hat{\Omega}_{ML}$, провести апроксимацію за формулою (2.8), і тоді загальне математичне рівняння буде мати наступний вигляд :

$$\hat{\Lambda}^{III}(y) = \frac{p(y|\hat{\Omega}_{ML}, H_1)}{p(y|H_0)} = \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + M\sigma_a^2} \times \exp\left(\frac{2\sigma_a^2}{\sigma_w^2(\sigma_w^2 + M\sigma_a^2)} r^2(\hat{\Omega}_{ML})\right) \quad (1.10)$$

Вихідною умовою є те, що частота $\hat{\Omega}_{ML}$ отримується асимптотично, як максимізація періодограми [106], і описується у вигляді функції:

$$\hat{\Omega}_{ML} = \arg \max \left| \sum_{m=1}^M y(m) \exp^{-j\omega m} \right|, \text{ де } j = \sqrt{-1}. \quad (1.11)$$

Наскільки точною буде оцінка частоти $\hat{\Omega}_{ML}$ залежить від того, яка буде у фреймі кількості відліків M . Основою методу дослідження є отримання оптимальної визначеної частотної сітки з точки зору достовірностей оцінки частоти Ω . Але така оцінка значно ускладнює алгоритм моніторингу спектру. Однак, викреслити даний етап з алгоритму розрахунків неможливо, бо при використанні загальної грубої сітки, яка містить не множину, а лише декілька частот, результати розрахунків можуть призвести до високої імовірності помилок та втрати точності оцінки.

У якості альтернативи цього складного алгоритму можливе використання алгоритму низької складності для оцінки частоти Ω . Основою цього алгоритму

є адаптивний режекторний фільтр з його здатністю визначення частоти сигналу. Режекторний фільтр - це тип аналогового або цифрового фільтра, який призначений для пригнічення або відкидання певного діапазону частот у сигналі, тобто для зменшення амплітуди сигналу в певному частотному діапазоні, або для відокремлення одних частот від інших. При застосуванні в методології режекторного фільтру необхідно звернути увагу на його характеристики.

1. Цільовий діапазон частот, який необхідно пригнічувати або відкидати. Цей діапазон називається «смугою знезалізнення» або «смугою режекції».

2. Пасивні або активні компоненти. Фільтри можуть бути пасивними (на основі резисторів, конденсаторів, індуктивностей) або активними (з використанням операційних підсилювачів та інших активних елементів).

3. Тип фільтрації. Режекторні фільтри можуть бути реалізовані у різних конфігураціях, таких як повернутий, низькочастотний, високочастотний, смуговий і інші, залежно від того, як вони обробляють сигнал.

4. Частотна характеристика. Визначає, як він реагує на різні частоти в діапазоні відфільтрування. Зазвичай вона представлена у вигляді графіка амплітуди частотної відповіді відносно частоти.

5. Застосування. Режекторні фільтри використовуються в багатьох галузях, включаючи телекомунікації, аудіо- та звукотехніку, радіоелектроніку, медичні пристрої, радіодіагностику, а також для послаблення перешкод та інтерференції в сигналах.

Режекторні фільтри є важливими компонентами в сфері сигнальної обробки, оскільки вони дозволяють виділяти або пригнічувати певні частоти в сигналах, що відіграє важливу роль у багатьох технічних системах і пристроях.

Імпульсна характеристика (ІХ) режекторного фільтру другого порядку описується передавальною функцією у вигляді залежності:

$$H(z) = \frac{1 - \beta(m)z^{-1} + z^{-2}}{1 - p(m)\beta(m)z^{-1} + p^2(m)z^{-2}} \quad (1.12)$$

де $\beta(m)$ - це величина визначення центральної частоти режекторного фільтра, а рівняння у вигляді $0 < \rho(m) < 1$ - це місце розташування полюсів. Режекторний фільтр у спектрі своїх властивостей має у тому числі, симетричну частотну характеристику і вузькі смуги, при умові, що значення $\rho(m)$ наближається в розрахунках до 1.

Таким чином, вихід режекторного фільтру $s(m)$, можна виразити у вигляді математичного рівняння, а саме:

$$s(m) = y(m) + \beta(m)y(m-1) + y(m-2) - p(m)\beta(m)s(m-1) - p(m)^2 s(m-2) \quad (1.13)$$

Для характеристик режекторного фільтру β і ρ необхідно створення визначених умов оптимальності. Це можливо при використанні критерію оптимізації, який описується формулою:

$$(\hat{\beta}, \hat{p}) = \arg \min \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left(s(m)^2 + \frac{1}{p(m)} \right), \quad (1.14)$$

$$\beta_{\min} \leq \beta \leq \beta_{\max}, p \leq p_{\max},$$

де значення β_{\min} , β_{\max} - це допустимі межі частотного зсуву; які згідно критерію стійкості Ляпунова повинні відповідати залежності $\rho_{\max} \leq 1$ [206]. А ширину смуги режекторного фільтру можна визначити за формулою:

$$BW = \pi(1 - p(m)), \quad (1.15)$$

Передбачувана частота, $\hat{\Omega}$, може бути знайдена за формулою розрахунку $\hat{\Omega} = \arccos\left(-\frac{\beta(M)}{2}\right)$ і бути апроксимована за методом КУВЙ за формулою (1.10).

У даному випадку використання прямої оптимізації внаслідок своєї нелінійності є складним підходом. Але розв'язання цієї проблеми можливе способом, який пропонує теорія адаптивних фільтрів. Цей спосіб дозволяє як адаптувати значення β і ρ , так і дослідити місце знаходження нульової частоти. У загальному вигляді це можна описати у вигляді рівняння:

$$\beta(m) = \beta(m-1) - \mu_\beta \frac{\partial s^2(m)}{\partial \beta} \quad (1.16)$$

$$p(m) = p(m-1) - \mu_p \frac{\partial}{\partial p} \left(s^2(m) + \frac{1}{p(m)} \right) \quad (1.17)$$

де μ_β і μ_p – це параметри розміру кроку, які апріорно було задано в вихідній задачі дослідження.

Крім того, при оцінці в реальному часі, для визначення розміру кроку, необхідно застосовувати альтернативний підхід і врахувати стохастичну апроксимацію. У цьому випадку градієнт визначається за формулами:

$$\frac{\partial s^2(m)}{\partial \beta} = 2s(m) \frac{\partial s(m)}{\partial \beta} = 2s(m)(y(m-1) - ps(m-1)) \quad (1.18)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial p} \left(s^2(m) + \frac{1}{p(m)} \right) &= 2s(m) \frac{\partial s(m)}{\partial p} - 2 \frac{1}{p^2(m)} = -2s(m) \times \\ &\times \left(\beta(m)s(m-1) + 2p(m)s(m-2) + \frac{1}{p^2(m)} \right) \end{aligned} \quad (1.19)$$

А значення $\beta(m)$ обмежуються у вигляді системи рівнянь:

$$\begin{cases} \text{Якщо } \beta(m) > -2 \cos(\bar{w} + \varepsilon), \text{ то} \\ \beta(m) = -2 \cos(\bar{w} + \varepsilon) \\ \text{Якщо } \beta(m) < -2 \cos(\bar{w} + \varepsilon), \text{ то} \\ \beta(m) = -2 \cos(\bar{w} + \varepsilon) \end{cases} \quad (1.20)$$

Застосування таких обмежень є необхідним при спостереженні ситуації низького рівня відношення сигнал-шум. Однак існує визначена складність в обчисленні запропонованого алгоритму, і вона обумовлена тим, що частота адаптивного режекторного фільтру має той самий порядок, що й частота одного узгодженого фільтру. Тобто в результаті отримуємо в алгоритмі розрахунків еквівалент двом узгодженим фільтрам.

Проведене дослідження включало порівняння алгоритму запропонованого вище, зі схемами виявлення: датчик енергії - рішення «близьке до оптимального», яке базується на наборі узгоджених фільтрів, з $K = 20$ (таке значення підвищує розрахункову складність алгоритму приблизно на порядок, в 10 разів, у порівнянні з алгоритмом, що базується на адаптації режекторного фільтра); неузгоджений датчик, функцією якого є реалізація частоти, графіки функціональних характеристик приймача з різними значеннями відношення сигнал-шум.

Результати дослідження довели, що запропонований алгоритм при різних відношеннях сигнал-шум має меншу складність розрахунків і кращі функціональні характеристики. Тоді як неузгоджений фільтр має незадовільні робочі характеристики. І це доводить необхідність врахування частотних зсувів при проектуванні системи.

1.3 Метод моніторингу спектра в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах з використанням методу швидкого перетворення Фур'є

Алгоритм моніторингу спектру на основі швидкого перетворення Фур'є (FFT) дозволяє проводити глибинний аналіз сигнальних конструкцій у доменах: часовому і частотному. Цей алгоритм зазвичай використовується для визначення частотного складу сигналу та виявлення аномалій або змін у спектрі

сигналу. Алгоритм моніторингу спектра на основі FFT складається з наступних етапів.

1. Збір сигналу. Спочатку потрібно зібрати аналізований сигнал. Це може бути аудіо-сигнал, сигнал радіохвиль, сигнал від датчика або будь-якого іншого джерела.

2. Вибірка сигналу. Сигнал може бути аналізований в невеликих часових вікнах (фреймах). Це дозволяє вам виконувати аналіз спектра в реальному часі.

3. Застосування FFT. Для кожного вибіркового вікна сигналу застосовується швидке перетворення Фур'є (FFT). FFT розкладає сигнал на його складові частоти, показуючи амплітуду та фазу кожної частоти в спектрі.

4. Аналіз спектра. Отримані результати FFT можуть бути використані для аналізу спектра сигналу (частоти, амплітуди, спектральні характеристики).

5. Моніторинг і виявлення аномалій. На основі результатів FFT можливо встановити порогові значення для амплітуд частот та слідкувати за змінами в спектрі сигналу. Аномалії або незвичайні події можуть виявлятися шляхом порівняння поточного спектру з базовим або очікуваним спектром.

6. Візуалізація результатів.

Загальна характеристика доводить, що алгоритм є доволі універсальним і може бути використаний у багатьох галузях, таких як радіо, акустика, медицина, відомості про сигнали та багато інших галузей. Він допомагає відслідковувати зміни в часі та спектрі частоти сигналу та реагувати на них при необхідності.

Розглянемо, як буде виглядати процес розв'язання алгоритму за методикою швидкого перетворення Фур'є, щоб здійснити моніторинг спектру в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах (рис. 1.2).

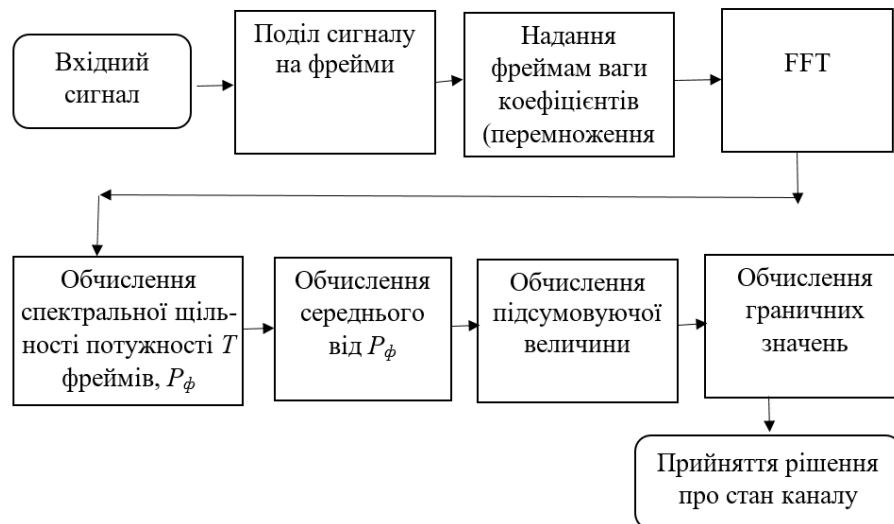


Рис. 1.2 – Алгоритм методу використання FFT для аналізу спектру

Розглянемо етапи алгоритму (кроки), які в узагальненому вигляді наведено на рис.1.2 більш докладно.

1) Після отримання вхідного сигналу, необхідно зробити аналіз сигналу в невеликих «вікнах» - фреймах T . Введемо позначення. Є певна кількість фреймів, кожен з яких t -фрейм описується залежністю $x_t(n)$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$, $t = 0, 1, \dots, T - 1$, де N — кількість вибірок у фреймі.

2) На наступному етапі, кластеризовані або сегментовані фрейми для подальшого отримання бажаної спектральної щільності, мають бути помножені на визначені вагові коефіцієнти. Цей крок можна описати функцією:

$$x_{w,t}(n) = x_t(n)w(n), \quad (1.21)$$

$$n = 0, 1, \dots, N - 1; t = 0, 1, \dots, T - 1.$$

3) Після надання фреймам вагових коефіцієнтів, можна використати для роботи алгоритм FFT, який має наступний математичний вигляд:

$$X_t(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_{w,t}(n) e^{-j2\pi kn/N}, \quad (1.22)$$

$$k = 0, 1, \dots, N - 1; t = 0, 1, \dots, T - 1.$$

4) На цьому етапі проводяться розрахунки потужності фрейму, а саме його спектральної щільності. Ця залежність описується формулою:

$$P_t(k) = |X_t(k)|^2, \quad (1.23)$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}; \quad t = 0, 1, \dots, T-1.$$

5) Спектральна щільність потужності T фреймів, P_ϕ , обчислюється як:

$$P_\phi(k) = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} P_t(k), \quad (1.24)$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}.$$

де $\frac{1}{T}$ - це формалізований коефіцієнт, яким можна знехтувати.

6) На наступному етапі проводимо обчислення спектральної потужності $P_{сер}$, як середнє від фактичної спектральної потужності P_ϕ . Формула розрахунку $P_{сер}$ має наступний математичний вигляд:

$$P_{сер} = \frac{2}{N+2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}} P_\phi(k). \quad (1.25)$$

де $\frac{2}{N+2}$ - це коефіцієнт, яким можна знехтувати без впливу на робочі характеристики досліджуваного об'єкту.

7) Співвідношенням наведеним нижче розраховується вирішальна величина $r(k)$, яка є стійкою до рівня фонового шуму:

$$r(k) = \frac{P_\phi(k)}{P_{сер}}, \quad (1.26)$$

8) Розрахунок граничних значень проведено за формулою:

$$\alpha = \frac{\max(r(k)) + \min(r(k))}{2}. \quad (1.27)$$

9) Згідно правила наведеного нижче і відносно зайнятості каналу приймається рішення $r(k)$ для $k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}$. Правило має вигляд математичної системи:

$$\begin{cases} r(k) > \alpha \Rightarrow \text{канал зайнято} \\ r(k) < \alpha \Rightarrow \text{канал вільний} \end{cases} \quad (1.28)$$

де α – значення граничного коефіцієнту. Як альтернатива, правило може сформулюватись таким чином і мати вигляд рівнянь:

$$\begin{cases} P_{\phi}(k) - \alpha \cdot P_{cep} > 0 \Rightarrow \text{канал зайнято} \\ P_{\phi}(k) - \alpha \cdot P_{cep} < 0 \Rightarrow \text{канал вільний} \end{cases} \quad (1.29)$$

Отримані значення рішень щодо існуючого стану каналів на практиці об'єднуються, для прийняття спільного загального рішення. При умові, якщо K - це набір частот, що нас цікавлять, загальне об'єднане рішення визначених частот у множині $k \in K$ сформулюється у вигляді системи:

$$\text{об'єднане рішення} = \begin{cases} \text{канал зайнято, } k \in K \{r(k) \geq \alpha\} \\ \text{канал вільний, } k \in K \{r(k) < \alpha\} \end{cases} \quad (1.30)$$

де коефіцієнт I є позначенням оператора «і».

Табл. 1.1 показує, що згідно протоколу IEEE 802.22 необхідно дотримання умов щодо приймача для трьох типів ліцензованих сигнально-кодових конструкцій. Ліцензовані сигнали (цифрове телебачення), виявляються при низькому значенні SNR. Це первинна проблема аналізу спектра.

Табл. 1.1

Вимоги для моніторингу спектру

	Аналоговий ТБ	Цифрове телебачення	Стільникові телефони
Чутливість, DBM	-95	-115	-108
SNR, ДБ	1	-22	-11

Для перевірки запропонованого алгоритму було використано комп'ютерне моделювання, яке відповідає сценарію з використанням каналів з адитивним білим шумом (AWGN) і має наступні параметри: кількість первинних користувачів - 20, ймовірність хибного виявлення ліцензованих сигналів (PFA) - 0,001, розмірність FFT - 256, кількість фреймів - 200. На рис. 1.3 і рис. 1.4 можна помітити горизонтальний «тренд», який відображає граничне значення.

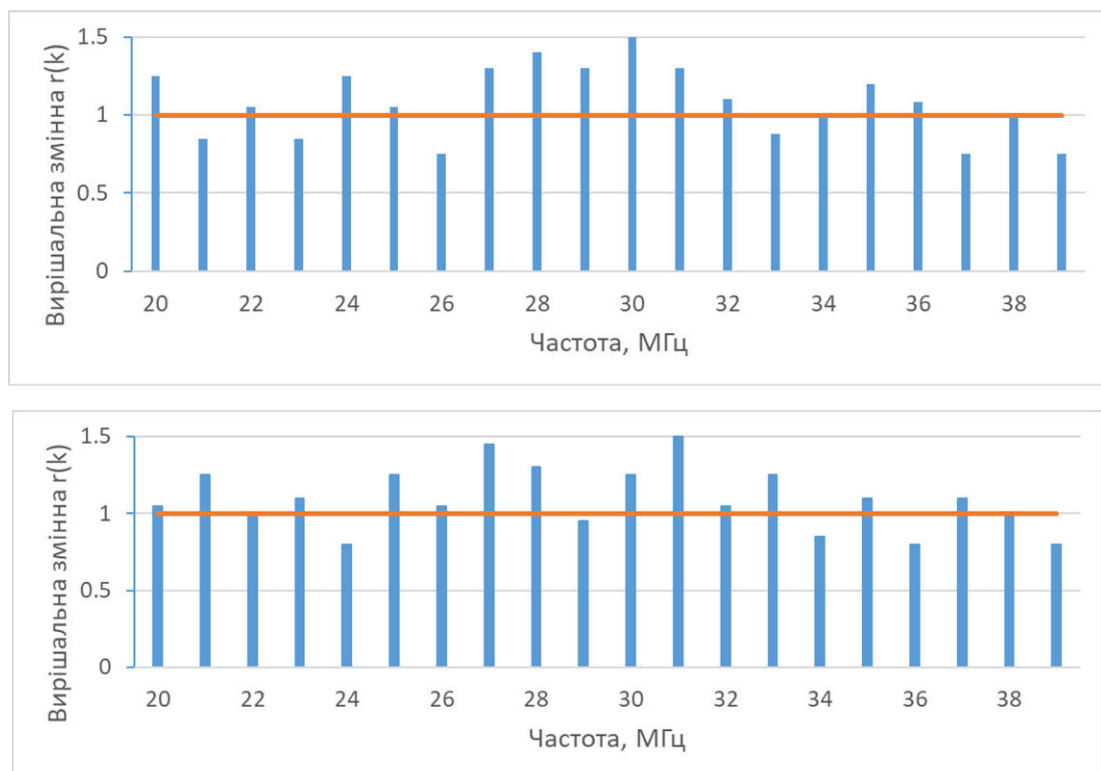


Рис. 1.3. Результати визначення ліцензованих сигналів в каналі з AWGN при значенні SNR = -20 дБ

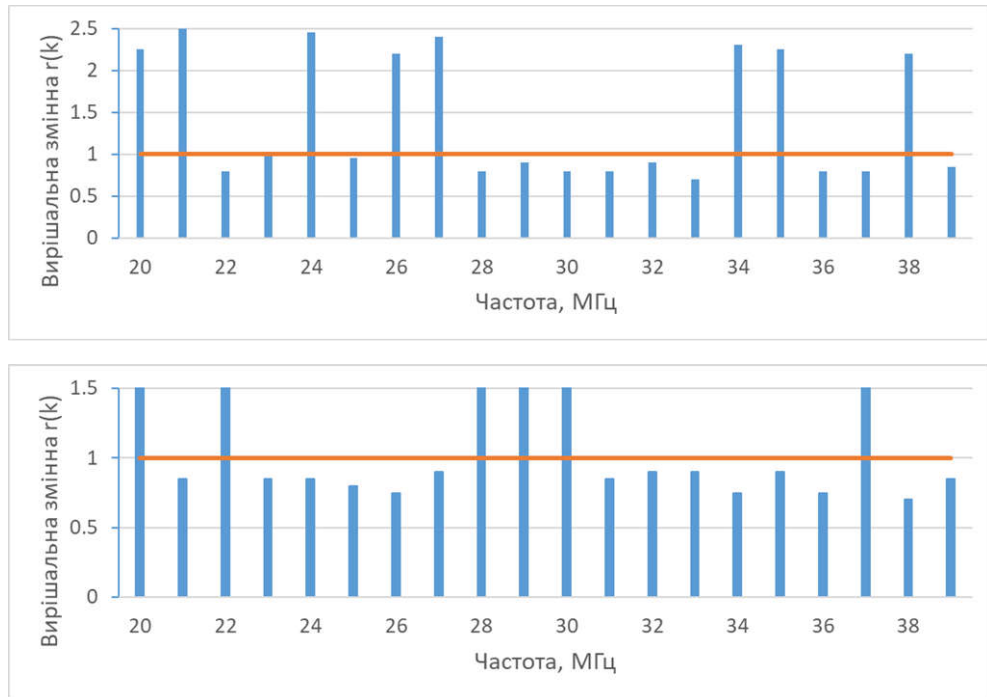


Рис. 1.4. Результати визначення ліцензованих сигналів в каналі з AWGN каналу з $\text{SNR} = -10$ дБ

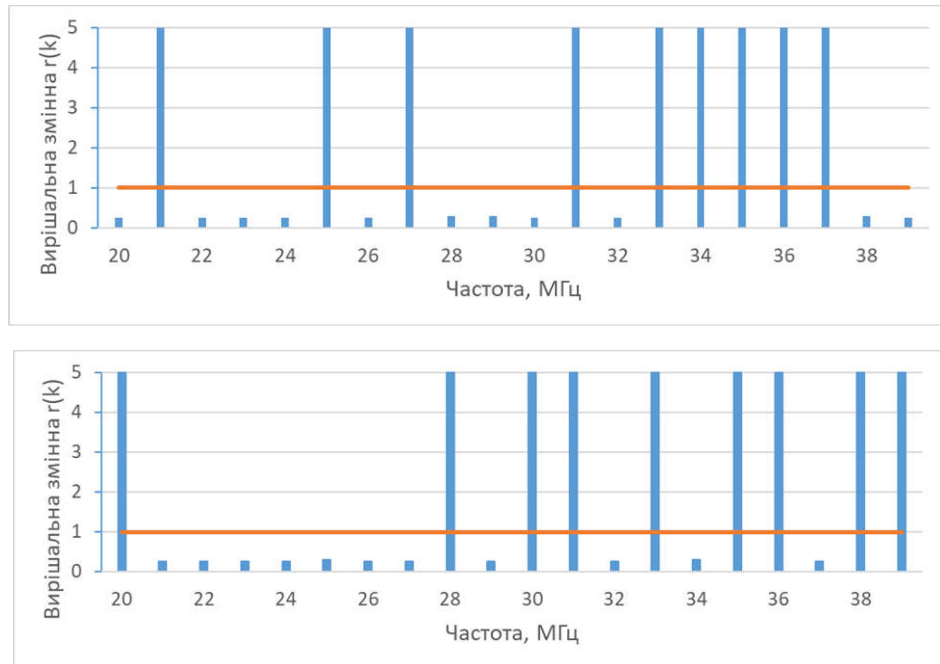


Рис. 1.5. Результати визначення ліцензованих сигналів в каналі з AWGN при $\text{SNR} = -1$ дБ

Значення параметрів N , T і α визначають затримку та точність рішень у системі аналізу сигналів. Крім того, роздільна здатність за частотою $(f)s/N$ також має значення при проектуванні такої системи. Вибір оптимальних значень N , T і α вимагає врахування роздільної здатності за частотою, сигнал-шумового співвідношення у робочих умовах, а також вимог до надійності виявлення сигналів $P(D)$ і уникнення помилкових спрацювань $P(FA)$. Параметр α визначається як ймовірність помилкового спрацювання.

Проведені дослідження методу моніторингу спектру, який використовує алгоритм швидкого перетворення Фур'є (FFT) у реальному часі при низькому співвідношенні сигнал-шум, показують, що величина, за якою приймають рішення про зайнятість каналу, нечутлива до рівня шуму. Запропонований алгоритм моніторингу спектру спеціалізується на аналізі спектру частоти, що значно спрощує його реалізацію на практиці.

1.4 Метод радіо моніторингу спектру в інтелектуальних телекомунікаційних системах на основі використання інформаційного критерію Акайке

Сутністю запропонованого методу є виявлення вільної смуги частот, що містяться в спектральному діапазоні на основі використання інформаційного критерію Акайке. Тоді як шум у каналі, за вихідними даними, моделюється згідно нормального гаусівського розподілу. Для спрощення процесу дослідження моніторингу спектру в інтелектуальних телекомунікаційних системах на основі критерію Акайке необхідна побудова алгоритму реалізації.

Інформаційний критерій Акайке (АІК) – це статистичний критерій, який, як правило, використовується для порівняння моделей статистичного аналізу, таких як лінійні регресійні моделі, моделі вибіркового розподілу та інші. Цей критерій був розроблений японським статистиком у 1974 році. Основна ідея розробленого методу полягає в балансуванні точності досліджуваної моделі та її складності. Модель враховує два чинники: мінімізація помилки приблизної

моделі – обрання такої, яка найкращим чином описує вихідні дані та мінімізація складності моделі – критерій Акайке враховує «штрафи» за складність моделі. Тобто, в результаті обирається та модель, яка має хороше узгодження з даними без надмірно складних критеріїв [35].

Передумовою створення критерію Акайке була необхідність оцінювання якості моделі вихідних даних на випробуваннях зі зразками, відомими як зразок навчання, за умови, що модель коригується відповідно до методу максимальної вірогідності. Це було завдання оцінки перевивчення моделі. В результаті дослідження моделі Акайке з використанням теорії інформації, у тому числі теорії розбіжностей Кульбака-Лейблера, нарешті вдалося отримати потрібну кількість часткових випадків.

Запровадимо описаний метод Акайке для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. У якості вихідних даних є деяка робоча модель. Згідно деякої щільності функції f , розповсюджується цей зразок отриманого сигналу. Оскільки обрана робоча модель є, зазвичай, невідомою, для дослідження береться набір спостережень, що є обмеженим. Тобто при використанні даних для спостереження проводиться оцінювання оптично імовірнісної робочої моделі. Модель для апроксимації позначено як θ .

В роботі [35] продемонстровано, що згідно теорії інформації, розбіжності Кульбака-Лейблера описуються як невідповідність між двома функціями f і ймовірністю g_θ :

$$D(f\|g_\theta) = E\{\log f_x(X)\} - E\{\log g_\theta(X)\} = -h(X) - \int f_x \log g_\theta(x) dx \quad (1.31)$$

де X – є випадковою величиною, яка має розподіл у відповідності до випадкових щільностей функції f , $h(X)$, які в результаті визначають диференціальну ентропію. Загально відомо, що розбіжність Кульбака-Лейблера описується математичною залежністю $D(f\|g_\theta) \geq 0$ і стає від'ємною. Це свідчить,

що несумісність розбіжностей Кульбака-Лейблера, яку можна описати рівнянням

$$-\int f_x \mathbf{log} g_\theta(x) dx = h(X) + D(f \| g_\theta) \quad (1.32)$$

наближається до диференціальної ентропії X для поліпшення якості моделі g_θ . А в свою чергу, диференціальна ентропія X досягається при виконанні умови, коли $f = g_\theta$. Рівняння (1.32) демонструє реалізацію слабкого закону великих чисел, що може бути використаний як посередній для імовірнісних значень даної моделі для N незалежного спостереження x_1, x_2, \dots, x_N [41]:

$$-\int f_x \mathbf{log} g_\theta(x) dx \approx -\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N g_\theta(x_N) \quad (1.33)$$

В свою чергу, розбіжність Кульбака-Лейблера (1.32) напряду залежить від вектора θ , який знаходиться в безпосередній залежності від фактичного спостереження x_1, x_2, \dots, x_N . При використанні різноманітної кількості зауважень типу $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_N$, досліджуваний критерій отримав би ще одну розбіжність Кульбака-Лейблера. Ймовірно, очікувані розбіжності Кульбака-Лейблера представлено у вигляді математичного залежності функцій [41]:

$$-E_\theta \left\{ \int f_x(x) \mathbf{log} g_\theta(x) dx \right\} \quad (1.34)$$

Суть цього методу міститься в гіпотезі, яка описує, що при прийнятті оптимального результативного рішення, є необхідність в з'ясуванні, чи відповідає спостережувана сигнально-кодова конструкція визначеному для дослідження пороговому значенню. В цьому випадку інформаційний критерій Акайке буде мати вигляд рівняння [35]:

$$AIC = -2 \sum_{n=1}^N \log g_{\tilde{\theta}}(x_N) + 2U \quad (1.35)$$

Відповідно, функцію ймовірності можна описати у вигляді функції $L(\theta)$ з x_1, x_2, \dots, x_N зауваженнями у вигляді наступного рівняння:

$$L(\theta) = f_{\theta}(x_1, x_2, \dots, x_N) \quad (1.36)$$

Тоді як максимальна імовірність оцінки $\tilde{\theta}$ буде мати вигляд:

$$\tilde{\theta} = \arg_{\theta} \max L(\theta) \quad (1.37)$$

А максимальна імовірність в випадку даного дослідження буде:

$$\tilde{\theta} = \arg_{\theta} \max \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \log g_{\theta}(x_N) \quad (1.38)$$

Для визначення відповідності прийнятної системи сигнал-шум за формулою (5) розраховуються вагові коефіцієнти Акайке [35]:

$$W_j = \frac{e^{\frac{1}{2}\Phi_j}}{\sum_{i=1}^N e^{\frac{1}{2}\Phi_j}} \quad (1.39)$$

де Φ_j - це різниця між інформаційними критеріями Акайке, і визначається за формулою:

$$\Phi_j = AIC_j - \min_i AIC_i \quad (1.40)$$

де $\min_j AIC_i$ - це мінімальне значення критерію Акайке.

Розрахунки доводять, що вагові коефіцієнти Акайке не тільки допомагають оптимальному визначенню співвідношення отриманого сигналу за нормальним законом розподілу Гауса, але й надають інформацію про відносну якість такої сигнально-кової конструкції [35].

При обчисленнях приймають, що шум в каналі максимально наближається до «білого Гаусівського» шуму. У свою чергу, розрахунковий діапазон отримує сигнал сканування через так зване «розсувне вікно». Далі алгоритм обчислення містить етапи розрахунку вагових коефіцієнтів Акайке досліджуваного діапазону, що є основою для подальшого етапу, а саме вибір порогів, які визначають характер сигналу, що отримується. В загальному вигляді алгоритм обчислення безпроводових телекомунікаційних систем на основі методу Акайке буде містити наступні етапи, а саме:

1. Вибір так званої «ширини вікна» в спектрі радіочастот, що реалізується з використання формули (1.38), тобто оцінка вихідних даних для дослідження параметрів розподілу. Наприклад, для сигналів GSM вікно встановлюється у 200 кГц, що дорівнюється трафіку GSM.

2. Визначення вільних піддіапазонів для спектру, шляхом розділення спектру на деякі смуги. У цьому випадку, на практиці, максимальне значення вагових коефіцієнтів визначає справжні позиції одного вільного піддіапазону.

3. Обчислення інформаційного критерію Акайке і відповідних вагових коефіцієнтів за допомогою формули (1.39), з виконанням умови, що «вікно» у підрахунку переміщується в кінець діапазону.

4. Визначення наявності сигналу дослідженого первинного користувача. Відбувається шляхом встановлення порогових значень вагових коефіцієнтів і порівняння отриманих порогів. У випадку, коли розраховане значення вагового коефіцієнту є вищим ніж встановлений поріг, то приймається рішення, що діапазон є вільним. При виконанні цієї умови, вторинний користувач може користуватись каналом. Якщо отримані значення вагових коефіцієнтів є нижчими порогу, то, відповідно, приймається рішення, що на обраний діапазон є тільки первинний користувач.

Таким чином, було проведено дослідження методу виявлення «в сліпу» вільного для застосування піддіапазону у загальному діапазоні радіочастот безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. Зазначений метод базується на використанні теоретичного інформаційного критерію і вагових коефіцієнтів методики Акайке.

В результаті дослідження було сформовано алгоритм практичної реалізації методики сліпого виявлення з врахуванням чинників за критерієм Акайке. Відмінністю запропонованого алгоритму від існуючих на даний момент є значна простота його реалізації, яка відбувається за рахунок зменшення етапів і кількості необхідних для обчислення операцій.

Висновки до розділу 1

Проведено теоретико-практичне дослідження переваг і недоліків сучасного протоколу IEEE 802.22 WRAN, який в існуючих умовах ускладненого пошуку нових сервісів відкриває широкі можливості для ефективного і оптимального використання спектру радіо частоти. Результатом проведеного аналізу стало виявлення, що потужною перевагою протоколу IEEE 802.22 є унікальний підхід з використання великого діапазону радіочастоти, з одночасною можливістю у застосуванні його в будь-якій службі радіозв'язку при умові і в ситуації термінової необхідності збільшення кількості користувачів, які потребують від одночасного обслуговування.

Проаналізовано сучасні методи і методики моніторингу спектрів, виявлено найдієвіші і розроблено покрокові алгоритми їх подальшої реалізації. За результатом опрацювання методу моніторингу спектру, який спирається на алгоритм швидкого перетворення Фур'є і його використання в реальному часі при низькому рівні співвідношення сигнал-шум, ґрунтовно доведено, що значення, за якими приймаються рішення щодо використання каналу є нечутливими до рівня шуму. Також у першому розділі запропоновано

покроковий алгоритм моніторингу спектру з орієнтацією на частотну область, що значно полегшує його запровадження.

З метою створення одночасно простого для застосування і дієвого алгоритму, докладно розглянуто методики моніторингу спектру на основі інформаційного критерію Акайке, який ефективно дозволяє виявити вільний спектральний діапазон. Цей покроковий алгоритм виконання також враховує, що шум в каналі може бути змодельовано за допомогою розподілу за методом Гауса. Відмінністю алгоритму є простота його реалізації за рахунок зменшення етапів і кількості необхідних для обчислення операцій.

РОЗДІЛ 2

РІВЕНЬ КЕРУВАННЯ ДОСТУПОМ ДО СЕРЕДОВИЩА В ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

За протоколом IEEE 802.22 діюча система управління доступом до мережі (MAC) допомагає їй ефективному забезпеченню і функціонуванню. В даній мережі існують базові станції (BS), кожна з яких керує певною групою обладнання абонентів (CPE) на підставі вимог, встановлених схемою DAMA/OFDMA (Demand-assignment multiple access/Orthogonal frequency-division multiple access). В залежності від потреби обслуговування, CPE може бути призначено на передачу безпосередньо, або ж BS може динамічно виділити їм ресурси після отримання запиту.

Протокол MAC (Media Access Control) є частиною комп'ютерної мережі. Саме цей протокол визначає конкуренцію пристроїв в мережі за доступ до загального носія (наприклад, мережевого кабелю або радіочастотного каналу) для передачі даних. За допомогою протоколу MAC встановлюються правила, методи і процедури для керування доступом до мережевого середовища і вирішується питання конфліктів та колізій між пристроями, які намагаються відправити дані одночасно.

Протокол MAC може бути реалізований на різних рівнях мережевого стану, таких як рівень каналу (для проводових мереж, таких як Ethernet) або рівень доступу до середовища (прикладом є Wi-Fi - безпроводова мережа). Кожен тип мережі може мати власний протокол MAC з унікальними характеристиками та функціями.

Наприклад, в мережах Ethernet, протокол MAC визначає, які пристрої можуть використовувати носій у визначений момент часу, використовуючи метод доступу CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection). Безпроводові мережі використовують різні версії протоколу MAC, а саме такі

як IEEE 802.11. Їх метою є визначення, які пристрої змагаються за доступ до радіоканалу.

В сучасних умовах, оскільки багато пристроїв повинні координувати свою роботу для передачі та отримання даних, протокол MAC допомагає забезпеченню надійної та ефективності роботи комп'ютерних мереж.

Протокол MAC підтримує кілька режимів передачі.

1. Одноадресна передача: коли дані призначені лише одному CPE.
2. Багатоадресна передача: коли дані призначені групі CPE.
3. Широкомовна передача: коли дані адресовані всім CPE в мережі [145].

Протокол MAC, який встановлює з'єднання, є ключовим компонентом мережі і може бути динамічно створений, вилучений або змінений за потреби. Тип з'єднання визначає взаємозв'язок між CPE, BS і потоком служби. Параметри QoS грають важливу роль у виділенні пропускну здатності, оскільки CPE запитують висхідну пропускну здатність для кожного з'єднання, яке відповідає потоку служби. BS надає пропускну здатність для CPE відповідно до їх запитів.

Кожен CPE отримує MAC-адресу базової станції BS широкомовно і використовує цю адресу у кожному пакеті CBP (Coexistence Beacon Protocol), який включається в заголовок управління суперкадра даних (SCH). Кожен пристрій WRAN регулярно відправляє пакет CBP, який містить ідентифікаційний номер (ID) та порядковий номер (SN). Ця процедура ідентифікації пристрою допомагає виявити потенційні джерела інтерференції та забезпечити співіснування в мережі [76].

Протокол CBP - це протокол, який використовується для координації і взаємодії між пристроями або системами, особливо в контексті безпроводових комунікаційних систем або мереж. Протокол CBP спроектований з метою забезпечення співіснування різних пристроїв або систем, які використовують спільні ресурси і/або інтегровано працюють в одному частотному діапазоні, і в реальних умовах це може бути важливим для уникнення інтерференції і забезпечення ефективної роботи всіх пристроїв.

У свою чергу протокол СВР може включати в себе наступні функції і характеристики.

1. Ідентифікація пристроїв. СВР може допомагати пристроям ідентифікувати один одного, щоб визначити, хто є потенційними джерелами інтерференції.

2. Координація роботи. Він може встановлювати правила для часового і частотного розподілу ресурсів між пристроями, щоб забезпечити співіснування без перешкод.

3. Інформація про стан мережі. СВР може містити інформацію про стан мережі та пристроїв, і це сприяє прийняттю рішення щодо розподілу ресурсів.

4. Запити та відповіді. Протокол може включати взаємодію між пристроями, включаючи запити та відповіді, які допомагають вирішувати конфлікти та встановлювати правила доступу.

5. Моніторинг та аналіз. СВР забезпечує можливість діагностики, моніторингу і аналізу безперебійної роботи мережі з метою виявлення проблем або невідповідностей.

Протокол СВР може використовуватися у різних контекстах, включаючи безпроводові мережі, де кілька пристроїв або систем повинні співіснувати на одній частоті або в одному спектральному діапазоні, і де важливо уникнути конфліктів та інтерференції для забезпечення ефективної передачі даних.

2.1 Дослідження рівня співіснування безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем

Ефективне співіснування є критично важливим для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних мереж на основі стандарту IEEE 802.22. Для досягнення цієї мети, використовуються вже наявні механізми захисту та виявлення перешкод, а також спеціальні інструменти і заходи для забезпечення співіснування.

В сучасному світі, протокол СВР використовується для обміну сигналами співіснування між комірками, які перекриваються в мережі IEEE 802.22. Це дозволяє забезпечити високу ефективність застосування доступного спектру. Крім того, в мережі використовуються комбінації вже існуючого захисту та механізмів співіснування.

Цей рівень керування доступом до мережі (MAC) в мережі IEEE 802.22 є дуже гнучким і адаптивним до змін у середовищі. Він може реагувати на раптові зміни у мережі та забезпечувати найкращий спосіб співіснування, оптимізований для конкретних умов роботи [47].

Процес конфігурації розгортання мережі IEEE 802.22 представлено на рисунку 2.1, який демонструє структуру та взаємозв'язок пристроїв у мережі.

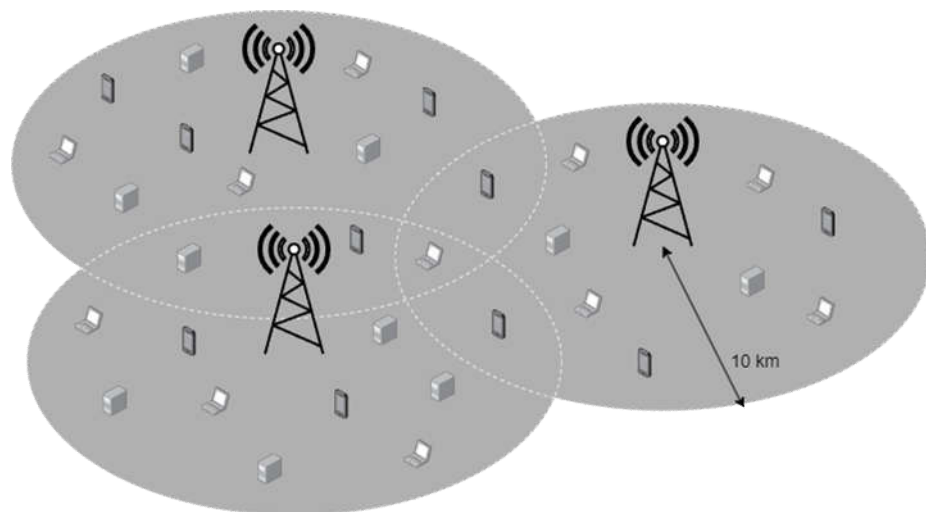


Рис. 2.1. Приклад конфігурації розгортання інтелектуальної телекомунікаційної мережі на основі протоколу IEEE 802.22

Як показано на рис. 2.1, у мережі IEEE 802.22 в процесі функціонування можуть виникати проблеми інтерференції, коли багато базових станцій (BSS) і обладнання абонента (CPE) працюють в одній і тій самій області. Ця інтерференція може суттєво вплинути на функціонування мережі IEEE 802.22, якщо не будуть прийняті відповідні заходи на рівні радіоінтерфейсу.

Навіть у випадку використання спрямованих антен у обладнанні абонента (CPE), проблеми співіснування не завжди вирішуються, оскільки CPE може співпрацювати з декількома базовими станціями і має обмежену пропускну здатність антени. Також погіршує ситуацію і той факт, що діапазон покриття мережі IEEE 802.22 може досягати до 100 кілометрів, що означає, що її діапазон і вплив на інші прилеглі комірки IEEE 802.22 є значно більшими, ніж у багатьох інших без ліцензійних технологій.

Механізм співіснування можна побачити на рис. 2.2, і він в реальних умовах використовується для управління цими складними проблемами інтерференції та забезпечення ефективної роботи мережі IEEE 802.22.

Етикет спектра	З'єднання на вимогу кадра
<p style="text-align: center;">Різні типи СВР</p> <p style="text-align: center;">Панельні антени (<u>Panel Antennas</u>).</p> <p style="text-align: center;">Секторні антени (<u>Sector Antennas</u>).</p> <p style="text-align: center;">Параболічні антени (<u>Parabolic Antennas</u>)</p> <p style="text-align: center;"><u>Маскіровані антени (Camouflage Antennas)</u></p>	

Рис. 2.2. Принцип функціонування СВР як транспортного механізму для WRAN зв'язків і співіснування

Протокол маяка співіснування (CBP) представляє собою механізм передачі даних між елементами базової станції (BSS) і обладнанням абонента (CPE), які повинні бути здатні як передавати, так і приймати пакети [130]. Для можливості впровадження механізму співіснування в зворотному напрямку, інформацію з СВР базових станцій стандарту IEEE 802.22 потрібно вкласти в пакети IP на транспортному рівні в зворотному напрямку. По замовчуванню, WRAN (Wireless Regional Area Network) працює в нормальному режимі і

трансляє дані до режиму співіснування лише тоді, коли WRAN може виявити та розкодувати сигнали SCH (управлінські сигнали) або пакети СВР від сусідніх WRAN-клітин.

Основні функції і характеристики протоколу СВР включають.

1. Маяки співіснування: Протокол СВР використовує маяки для обміну інформацією між BSS і CPE щодо їхньої наявності і можливостей.
2. Координація ресурсів: Він допомагає визначити доступні ресурси та розподілити їх між пристроями, щоб уникнути конфліктів.
3. Ідентифікація пристроїв: СВР допомагає пристроям ідентифікувати один одного і визначити їхні можливості та параметри роботи.
4. Управління конфліктами: Протокол допомагає вирішувати конфлікти інтерференції між пристроями, що працюють в одному спектральному діапазоні.
5. Співпраця в режимі реального часу: СВР спрямований на забезпечення співпраці між пристроями в режимі реального часу, що дозволяє ефективно реагувати на зміни в мережі.

Цей протокол важливий для забезпечення ефективної роботи безпроводових мереж і уникнення конфліктів та інтерференції, яка може виникнути при спільному використанні спектральних ресурсів.

Для успішного вирішення важливих проблем самоінтерференції, які можуть виникнути в реальних сценаріях розгортання мережі, використовується протокол СВР, що базується на передачі маяків співіснування. Структуру пакета СВР показано на рис. 2.3.

Пакет, що запускається з преамбулою СВР, має декілька особливостей. Він повинен бути розповсюдженим усіма мережами IEEE 802.22 і відрізнитися від преамбули суперкадра [178]. Інформація SCH (сигнал управління суперкадром) є важливою в ситуаціях, коли WRANs (безпроводових регіональні мережі) працюють на різних каналах або керують сусідніми каналами [75].

У випадку, коли інформацію SCH отримано через демодуляцію або через приймання CBP, це дозволяє іншим WRAN виявити розклад QP (розклад тихковимірного періоду), який може бути використаний для позасмугового виявлення.

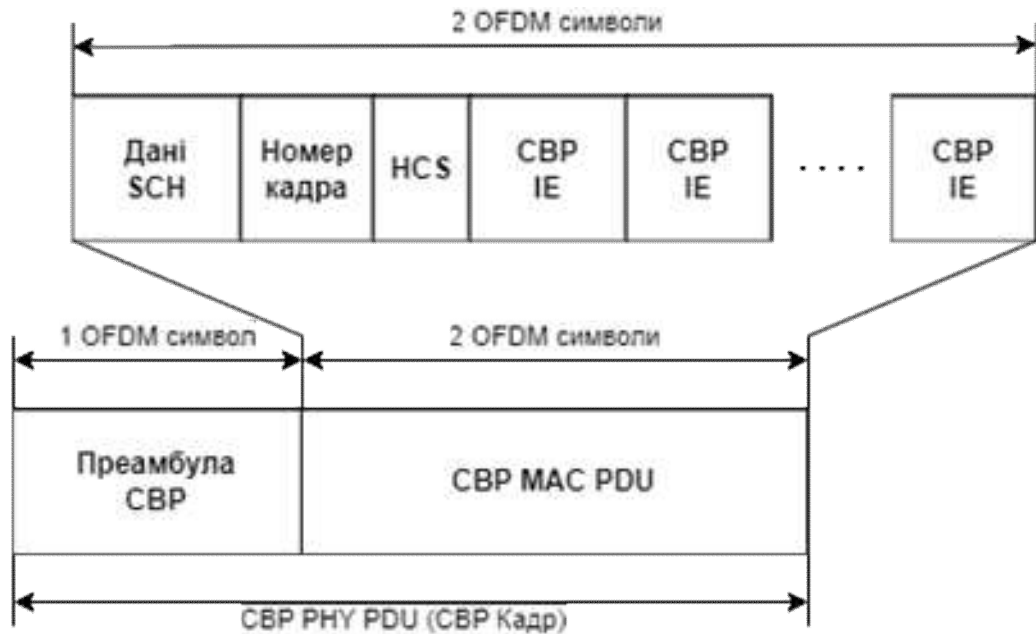


Рис. 2.3 Структура CBP пакета

У разі, коли WRANs керують каналом або сусідніми каналами, SCH, отриманий через CBP, також міститиме інформацію про розклад QP і SCW (заголовок управління суперкадра) разом з іншими важливими елементами, які можуть використовуватися для сигналізації виділення фрейму, якщо потрібно. Для передачі цієї інформації за допомогою CBP по зворотному каналу, дані протоколу MAC CBP повинні бути інкапсульовані в пакети IP.

Базові станції стандарту IEEE 802.22 і обладнання абонента (CPE) можуть передавати маяки співіснування, які надають одержувачам необхідну інформацію для досягнення надійного співіснування між комірками. Протокол CBP також враховує ідентифікацію пристроїв і може вимагати місцевого визначення для управління інтерференційними ситуаціями. Крім того, він

поліпшує процес геолокації між різними обладнаннями абонента в межах однієї комірки.

Базова станція (BS) відповідає за управління доступом до передачі в межах суперкадрового вікна (SCW) і повинна визначити, які обладнання абонента (CPE) будуть передавати пакети СВР в кожному запланованому активному інтервалі для $UIUC=0$ (User Information and Control, інформаційно-контрольний індекс). Існують механізми, які базова станція може використовувати для вибору CPE, які мають передавати в кожному SCW в активному режимі [79].

Базова станція (BS), також відома як базовий трансивер або базова станція передачі, є центральним елементом безпроводової телефонної або безпроводової мережі даних. Вона відповідає за забезпечення зв'язку між кінцевими пристроями, такими як мобільні телефони, комп'ютери або інші безпроводові пристрої і мережею передачі даних або мобільного оператора. Основні функції базової станції включають в себе наступні.

1. Передача і прийом сигналів: BS приймає сигнали від кінцевих пристроїв і передає їх через мережу.

2. Управління ресурсами: Вона відповідає за управління доступом до безпроводового каналу і розподілом ресурсів між різними пристроями.

3. Керування мережею: BS координує роботу всієї мережі і забезпечує зв'язок між пристроями, які перебувають в її зоні покриття.

4. Передача інформаційних повідомлень: Вона може також передавати інформаційні повідомлення, такі як системні оновлення або повідомлення про екстрені ситуації, до підключених пристроїв.

5. Керування якістю обслуговування: BS відповідає за керування якістю обслуговування і забезпеченням оптимальної швидкості передачі даних для підключених користувачів.

Базові станції грають критичну роль у безпроводових мережах і забезпечують зв'язок між кінцевими користувачами і центральною мережею передачі даних.

Під час етапу ініціалізації, WRAN (Wireless Regional Area Network) контролює канал, принаймні протягом 16 суперкадрів (максимальна довжина циклу SCW). Це дозволяє виявляти сусідні WRAN і ідентифікувати їхні розклади, які базуються на резервуванні SCW, шляхом приймання та декодування пакетів CBP.

В рамках стандарту IEEE 802.22, ідентифікація і взаємодія між безпроводовими мережами WRAN базується на резервуванні SCW (Superframe Control Window) і передачі маяків співіснування за допомогою протоколу CBP.

Якщо WRAN виявляє розклад іншої WRAN на основі резервування SCW (визначеного у Бітовому масиві кадрового циклу SCW), то WRAN повинні розглядати цей SCW як зарезервований і встановлювати свій власний розклад, заснований на резервуванні SCW. Це дозволяє WRAN уникнути конфліктів ресурсів і забезпечити ефективну координацію між сусідніми WRAN.

Процедура виявлення сусідніх комірок IEEE 802.22 включає слухання радіосигналів, прийом пакетів CBP від інших комірок і можливо, прийом пакетів SCH від інших комірок на різних каналах. Ця процедура виконується під час нормального функціонування як базової станції (BS), так і обладнання абонента (CPE). Якщо пакети CBP або SCH отримуються CPE, ця інформація передається до BS для подальшого аналізу та координації співіснування.

BS може використовувати ці механізми для виявлення інших комірок IEEE 802.22, які діють в тому ж самому каналі або в сусідніх каналах, і забезпечити ефективну координацію між ними. Це дозволяє здійснювати ефективне співіснування та уникати конфліктів у використанні ресурсів каналу.

Зв'язок між базовими станціями також може бути встановлено за допомогою передачі пакетів CBP. BS і CPE повинні бути спроможні передавати і приймати пакети CBP, які містять інформацію про канали використання і розклади часу використання. Це допомагає краще керувати співіснуванням та координацією ресурсів між різними комірками IEEE 802.22.

2.2 Дослідження методів оцінки стану ініціалізації та комунікаційних зв'язків у мережі

Дослідження існуючого рівня ініціалізації та мережевих з'єднань є важливою частиною в розробці та оптимізації безпроводових мереж, таких як мережі IEEE 802.22. Це дослідження спрямоване на розуміння того, як пристрої і базові станції ініціалізуються і встановлюють мережеві з'єднання, а також на вивчення часу, потрібного для цих операцій. Основні аспекти дослідження включають.

1. Час ініціалізації: Дослідження може оцінювати час, необхідний для ініціалізації безпроводового пристрою після включення. Це включає в себе пошук мережі, синхронізацію з базовою станцією та інші процедури ініціалізації.

2. Час встановлення мережевого з'єднання: Дослідження може досліджувати час, необхідний для встановлення з'єднання між пристроєм і базовою станцією після ініціалізації. Це включає в себе процедури реєстрації та автентифікації.

3. Вплив параметрів мережі: Дослідження може аналізувати, як параметри мережі, такі як загальна кількість пристроїв, обсяг трафіку і частотний спектр, впливають на час ініціалізації та встановлення з'єднання.

4. Порогові значення: Дослідження може визначати порогові значення часу ініціалізації та встановлення з'єднання, які вважаються прийнятними для заданих мережевих сценаріїв та вимог до продуктивності.

5. Оптимізація процедур: На основі результатів дослідження можна розробити та оптимізувати процедури ініціалізації та встановлення з'єднання для підвищення продуктивності та забезпечення кращої взаємодії пристроїв.

Дослідження цих аспектів допомагає розробникам та операторам мереж зрозуміти та покращити процеси ініціалізації та встановлення з'єднання, що в свою чергу може покращити продуктивність і надійність безпроводових мереж.

Перед тим як пристрій CPE (Customer Premises Equipment) може приєднатися до мережі, він повинен встановити зв'язок із базовою станцією (BS), з якою його можливості повинні бути узгоджені. Ця процедура включає в себе виконання різноманітних завдань, таких як визначення геолокації та вибір доступних каналів, а також встановлення зв'язків між CPE і BS. Цей процес також називається ініціалізацією та мережевою асоціацією.

Під час цього процесу особливо важливо, щоб базова станція BS мінімізувала передачу даних до пристрою CPE, щоб уникнути створення перешкод іншим пристроям, які вже працюють в цій мережі. Іншими словами, в ініціалізаційному та асоціаційному процесі системний захист мережі повинен бути налаштований так, щоб максимально знизити можливість виникнення інтерференційних перешкод для існуючих пристроїв. [141].

Процедура ініціалізації базової станції (BS) у мережі WRAN включає наступні кроки.

1. Встановлення базової станції (BS) в мережі WRAN.
2. Отримання інформації про посилення антени BS, що допомагає налаштувати антенну систему.
3. Визначення географічного розташування базової станції для точного визначення її місцезнаходження.
4. Якщо існує служба бази даних для даної області BS, то від неї отримується початковий список доступних каналів. Якщо служби бази даних немає, то система WRAN розглядає всі доступні канали як потенційно доступні.
5. Оператор відбирає канали зі списку доступних каналів відповідно до вимог і налаштувань мережі.
6. Проводиться виявлення доступних каналів і синхронізація мережі з граничними базовими станціями (BSs) для забезпечення коректної роботи системи.

На рис. 2.4 продемонстровано імовірнісний сценарій, де існує потреба у визначенні безпечної ініціалізації, що займають смуги CPE [152], а також передбачено, що пристрій CPE 4 вимикається, коли базова станція BS передає

інформацію в межах своєї клітини. Базова станція повинна мати можливість визначити, чи розташований CPE 4 в зоні можливої перешкоди. Якщо CPE 4 не зареєстроване в системі BS, то воно не повинно відповідати на попередження від CPE SM в BS.

Мета цього виявлення залежить від геолокаційних можливостей системи WRAN і полягає в запобіганні інтерференційним перешкодам для основного телевізійного сервісу, надаючи необхідну інформацію системі BS SM, яка генерує список доступних каналів. [131].

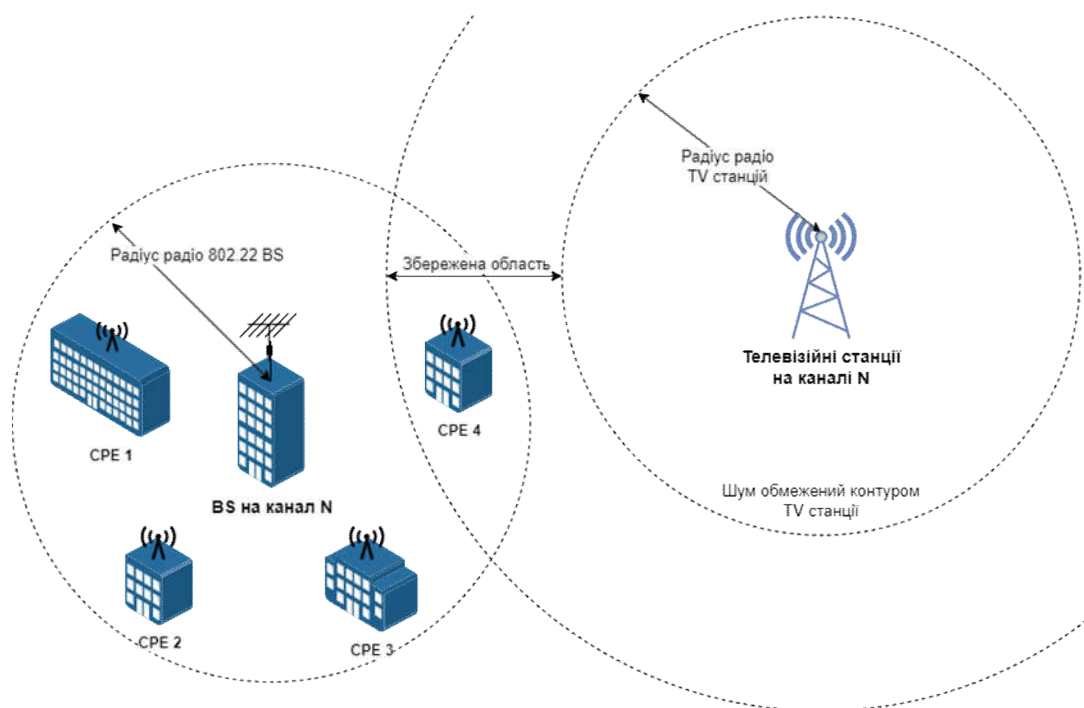


Рис. 2.4 Імовірнісний сценарій, де початкова ініціалізація вимагає захищеності займаних каналів

Процедура, проведена BS і CPE для виконання входу в мережу і ініціалізації може бути описана у вигляді наступних кроків [205].

1. CPE починає з самотестування.
2. Після цього CPE отримує дані щодо підсилення антени.
3. Наступним кроком є розпізнавання та синхронізація CPE з WRAN сервісами.

4. СРЕ вибирає потрібний сервіс WRAN.

5. Після цього СРЕ отримує дані про геолокацію від супутників. У випадку невдалого збору даних, ініціалізація СРЕ повинна бути зупинена.

МАС повинен проводити пошук сигналу синхронізації (SCH) від BS [123]. SCH вказує на початок надкадра в нормальному режимі та перший виділений фрейм надкадра в режимі співіснування. Для уникнення зайвих затримок СРЕ повинен використовувати метод енергетичного виявлення, щоб визначити наявність або відсутність BS на конкретному каналі. Якщо рівень виявленої енергії нижчий за поріг виявлення, СРЕ може безпечно перейти на наступний доступний канал.

Після отримання сигналу синхронізації (SCH) на каналі, СРЕ повинен провести виявлення не тільки на каналах, які були вказані в SCH, але і на всіх інших каналах у мережі. Під час цього виявлення СРЕ повинен спробувати ідентифікувати активні та зайняті канали. Якщо робочі служби будуть виявлені на операційному каналі або на будь-якому сусідньому каналі, то МАС повинен змусити СРЕ припинити передачу даних в цьому каналі і надіслати коротке керуюче повідомлення до BS, яке вказує, що цей канал вже використовується та зайнятий первинним користувачем [183].

2.3 Дослідження методів керування безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами

Методи навчання та управління безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами є важливою частиною досліджень у галузі безпроводових комунікацій і радіотехніки. Вони спрямовані на ефективне використання радіочастотного спектру та покращення продуктивності та якості зв'язку. До основних характеристик методів навчання та управління безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами належать наступні.

1. Адаптація до середовища: Методи когнітивного радіо та безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем мають здатність адаптуватися до змін у радіочастотному спектрі та робочому середовищі. Вони використовують різноманітні техніки, такі як виявлення доступних каналів та оцінка їх використання, щоб реагувати на зміни і максимізувати використання доступного спектру.

2. Виявлення та співіснування: Методи безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем дозволяють виявляти та визначати ступінь співіснування із іншими радіочастотними системами. Це допомагає уникнути взаємних завад та конфліктів у використанні каналів.

3. Оптимізація ресурсів: Ці методи спрямовані на ефективне управління ресурсами, такими як пропускна здатність, потужність передачі, час для досягнення максимальної продуктивності та зменшення споживання енергії.

4. Машинне навчання: Машинне навчання, зокрема нейронні мережі та алгоритми на основі нього, можуть бути використані для прийняття рішень у реальному часі, аналізу спектральних даних та передбачення майбутніх рішень для оптимізації роботи безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем.

5. Адаптивні алгоритми: Адаптивні алгоритми, такі як алгоритми зворотного розповсюдження та генетичні алгоритми, можуть використовуватися для оптимізації параметрів безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем в реальному часі.

6. Врахування вимог до якості обслуговування: Методи управління безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами можуть бути налаштовані на врахування вимог до якості обслуговування (QoS) для забезпечення задовільної якості зв'язку для користувачів.

7. Безпека: Забезпечення безпеки управління та навчання безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами є важливим аспектом, оскільки ці системи мають взаємодіяти з іншими радіочастотними системами та мережами.

Загалом, методи навчання та управління безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами спрямовані на забезпечення ефективного та раціонального використання радіочастотного спектру та вдосконалення зв'язку в різних умовах і середовищах.

Для виявлення переваг і недоліків в застосуванні методів керування безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами проведемо дослідження найбільш значущих та дієвих з них, а саме: цикл Бойда, метод керування системами на основі нечітких нейронних мереж, метод керування системами на основі мережі MANET

Цикл Бойда

За ідеями Дж. Бойда, будь-яка гіпотетична послідовність подій може бути відображена у вигляді кібернетичної моделі OODA (Observe - спостерігай, Orient - орієнтуйся, Decide - вирішуй, Act - дій) [144]. Модель містить багатократне повторення петлі дій і включає послідовні взаємодіючі процеси, а саме: спостереження, орієнтація, прийняття рішення та виконання дій. На практиці, ця модель є описом розвитку ситуації проходження через повторювані ітерації, причому на кожному етапі процесу є як взаємодія з зовнішнім середовищем, так і вплив на нього.

Зазвичай цю модель відносять до кібернетичних систем через застосування принципу «зворотного зв'язку». Частина виходу системи може знову повторно вводиться її на вхід для уточнення, а також, за потреби, коригування системи, що забезпечує її подальший розвиток на наступних етапах.

Прийняття рішення (decision) є третім етапом у циклі OODA. Якщо до цього етапу в наявності існує тільки один реальний план, то варіативність прийняття рішення описується опціями: виконувати план чи ні. Але якщо є декілька альтернатив, то на даному етапі обирається найкраща для потенційної подальшої реалізації. Звісно, вибір найкращого альтернативного плану може відбуватись за допомогою застосування критерію ефективності.

Дія (action) - це завершальний етап циклу, який передбачає практичне втілення обраного курсу дій або плану. Етап циклу «Дія» може включати видачу наказу або інструкцій управління датчиками з метою поліпшення якості спостереження в наступному бойловому циклі.

Розуміння радіо-середовища та задоволення вимог користувача формується шляхом спостереження. Процес прийняття рішень використовує спостереження як вхідні дані та формує дію або послідовність дій як вихідні дані. Тип дій завжди пов'язаний з конфігурацією безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної системи. Таким чином, можна стверджувати, що основною функціональною складовою безпроводових ІТС є циклічний процес «спостереження, прийняття рішень та дія» [212]. Розглянемо їх більш докладно.

1. Виконання дії. Безпроводова інтелектуальна телекомунікаційна система може бути розглянута як система, яка сприймає та керує різними параметрами і налаштуваннями. Вимірювачі в цій системі відображають стан певних параметрів, таких як рівень сигналу або рівень заряду батареї і вони можуть бути доступні користувачу для налаштування. Однак, існують також так звані невидимі параметри, такі як потужність сигналу або частота, які автоматично регулюються апаратурою.

2. Процес спостереження: Для того щоб обрати оптимальні налаштування, безпроводова інтелектуальна телекомунікаційна система потребує спостережень та вимірювань. Вимірювачі визначають стан середовища, вимоги користувача та інші фактори. Розуміння цих даних є ключовим для прийняття правильних рішень щодо налаштувань параметрів роботи.

3. Прийняття рішення: На основі спостережень і вимірювань, безпроводова ІТС приймає рішення про те, які параметри і налаштування слід встановити для оптимального функціонування. Це може включати в себе вибір оптимальної частоти, потужності передачі або інших параметрів, що впливають на якість зв'язку.

Цей процес дозволяє безпроводовій ІТС знаходитись в режимі адаптації до змінних умов і забезпечувати оптимальну продуктивність в рамках своїх можливостей та налаштувань.

2.4 Аналіз методу керування системами з застосуванням нечітких нейронних мереж

Мережі цього типу отримали свою назву через використання виразів, запозичених із нечітких систем. Найбільш відомим прикладом таких систем є система Мамдані-Заді і Такагі-Сугено-Канга (TSK), де для апроксимації залежності вихідного сигналу від вхідного вектора використовується рівняння

$$X=[x_1, x_2, \dots, x_n,]T.$$

Теоретично доведено, що ці вирази можуть апроксимувати будь-яку неперервну нелінійну функцію багатьох змінних, використовуючи суму функцій, які називаються нечіткими, для однієї змінної. На практиці мережі TSK чітко відповідає п'ятирівнева нейронна мережа. Її структурно-логічна схема представлена на рис. 2.5 [46].

Логічна структура алгоритму складається з наступних етапів.

Перший рівень. Цей рівень складається з $N \cdot M$ вузлів, кожен з яких реалізує обчислення функції Гауса. З точки зору нечітких систем, цей рівень представляє фазу вхідних змінних. Цей рівень також називають параметричним, оскільки параметри цього рівня підлягають налаштуванню в процесі управління нейронною мережею [113].

Другий рівень. На цьому рівні немає параметрів. З точки зору нечітких систем, цей рівень відповідає за агрегацію лівих частин продукції.

Третій рівень. Цей рівень складається з генераторів (поліноміальних) функцій TSK $y_i(X)$ та їх вагових коефіцієнтів w_i . Цей рівень також є параметричним і піддається налаштуванню в процесі управління мережею. Важливим аспектом є адаптація коефіцієнтів p_{ij} , де $i=1,2,\dots, M$, $j=0,1,\dots, N$, в процесі керування мережею. Загальна кількість коефіцієнтів p_{ij} у мережі дорівнює $M \cdot (N+1)$.

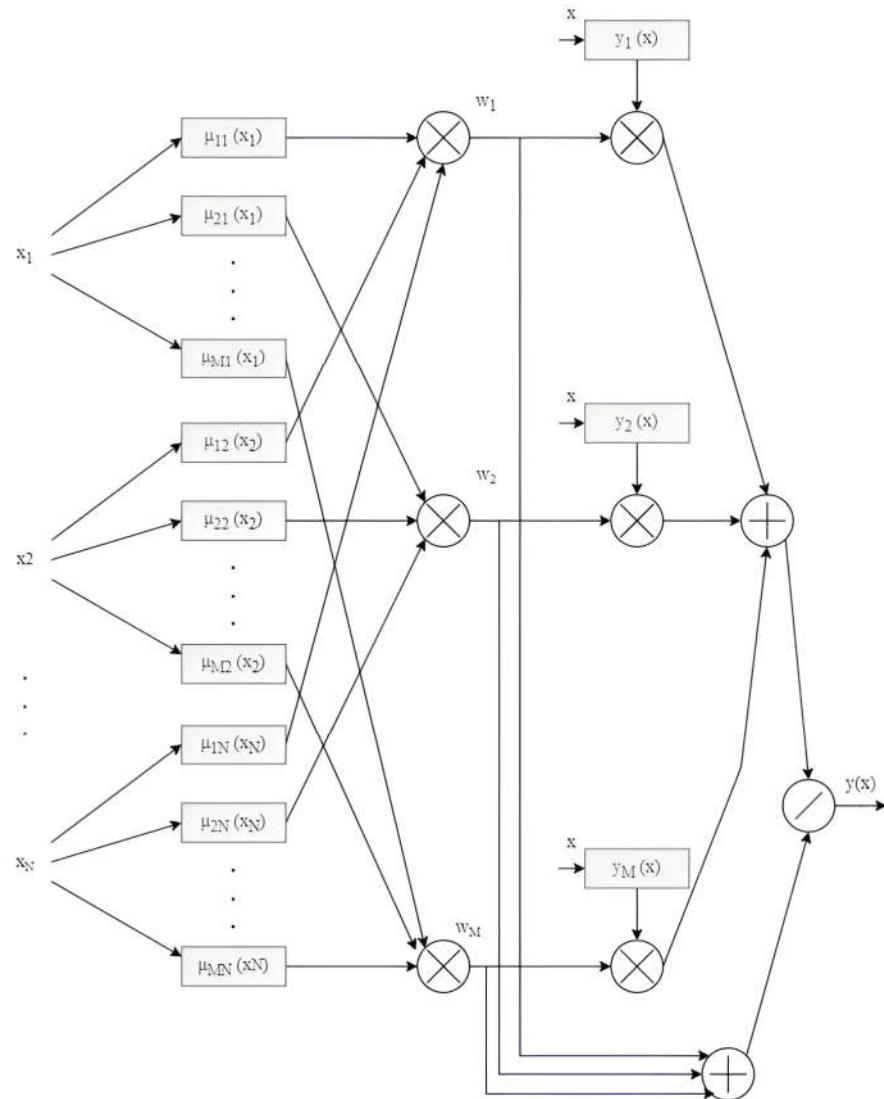


Рис. 2.5 Структурно-логічна схема п'ятирівневої нейронної мережі

Четвертий рівень. На цьому рівні розташовані два нейрони-суматори. Перший розраховує зважену суму сигналів $y_i(X)$, а другий - суму ваг w_i , де $i=1,2,\dots,M$. Цей рівень є непараметричним.

П'ятий рівень. Останній рівень виконує нормалізацію ваг. Він також є непараметричним.

З опису мережі TSK видно, що вона складається з двох параметричних шарів (перший і третій), при цьому параметри першого шару вважаються нелінійними, оскільки вони відносяться до нелінійних функцій, а параметри третього шару є лінійними [198]. У мережі Ванга-Менделя існують перший і третій шари. Перший шар містить $MN3$ нелінійних параметрів функції Гауса, а

третій містить M лінійних параметрів. Нечіткі нейронні мережі, такі як Ванга-Менделя і TSK, можуть бути застосовані для багатьох вихідних змінних. Керування ними може проводитися як з учителем, так і без нього. Керування з учителем базується на мінімізації цільової функції. Трирівнева структура мережі Ванга-Менделя показана на рис. 2.6.

Керування «без учителя» засноване на самоорганізації мережі, що сприяє кластеризації вхідних даних. Даний алгоритм можна застосовувати до обох описаних структур, але ми розглядаємо його в контексті мереж TSK, як більш загальних. Гібридний алгоритм навчання нечітких мереж можна розглядати як варіант гібридного алгоритму керування радіальних мереж [196].

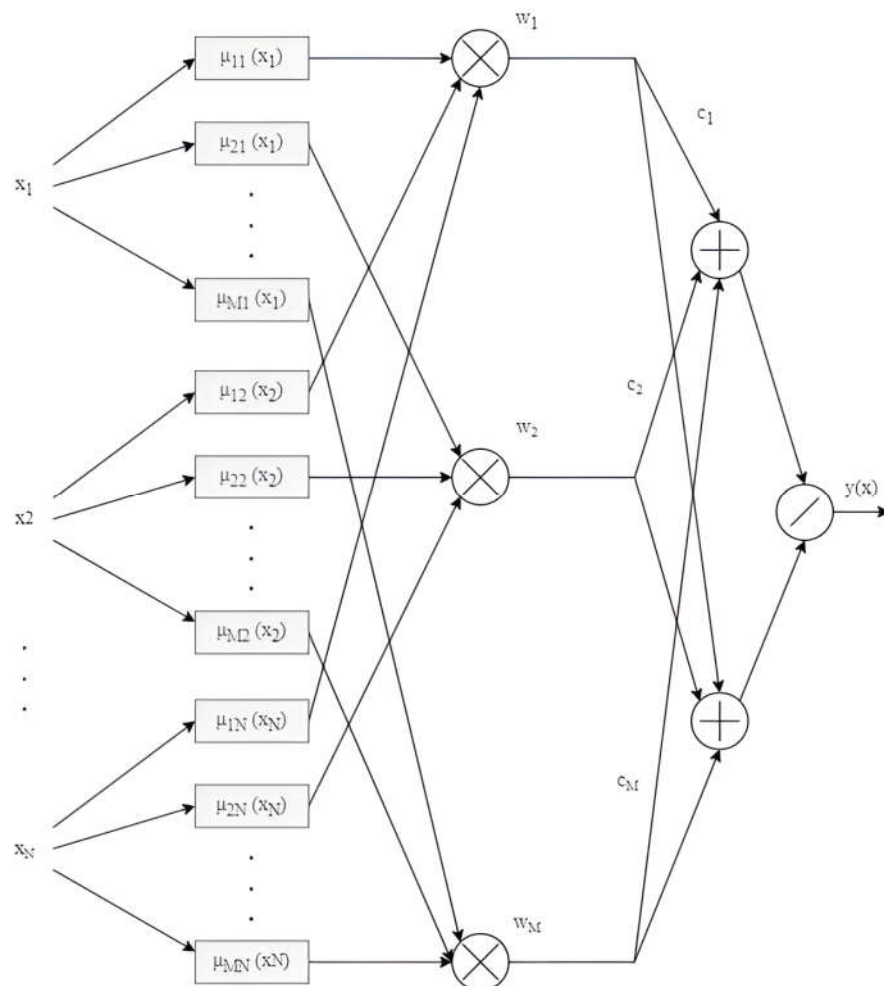


Рис. 2.6 Структурно -логічна схема мережі Ванги-Менделя

Метод керування системами на основі мережі MANET

Усі вузли мережі MANET (Mobile Ad-Hoc Networks) є мобільними та

здійснюють обмін даними прямо між собою або через ретрансляцію переданих пакетів. Під вузлом мережі, як правило, розуміється пристрій, такий як переносний комп'ютер, персональний секретар, сенсорний пристрій, робот, оснащений приймачем та передавачем, які виконують функції маршрутизатора.

В умовах такої мережі важливо, щоб вузли швидко адаптувалися до постійних змін топології і ефективно використовували обмежені ресурси мережі. У цьому контексті, для забезпечення надійного обміну інформацією з визначеною якістю, необхідна побудова ефективна система керування мережею.

Багато досліджень присвячено аналізу та розробці методів керування мережами зв'язку. Проте існуючі технології керування телекомунікаційними мережами зазвичай призначені для статичних або майже статичних умов функціонування та не враховують особливостей безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. Таким прикладом є технологія TNM (Telecommunication Networks Management). Вона є централізованою та використовує окрему мережу керування на базі технології «агент-менеджер» з обмеженою автоматизацією процесів керування. Однак у випадку безпроводових ІТС існують відмінності, такі як: різні цілі керування та вимоги до якості та оперативності прийнятих рішень

Архітектура системи керування безпроводовою інтелектуальною телекомунікаційною системою повинна бути повністю децентралізованою (розподіленою). До особливостей такої системи належать

1. Багатомірність: система має багато підсистем, елементів і зв'язків між ними, що вимагає багатовимірного управління.
2. Багатофункціональність і ієрархічність: система має різні рівні та завдання керування, що виконуються на різних рівнях і етапах її функціонування.
3. Сильна залежність від параметрів безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної мережі та зовнішніх впливів.
4. Можливість самоорганізації мережі, прийняття рішень у реальному або близькому до реального часу, мінімальне завантаження мережі службовою

інформацією та оптимізація характеристик мережі.

5. Максимальна автоматизація процесів керування мережею.

З позицій системного підходу, керування повинно бути спрямоване на досягнення конкретної мети. У випадку динамічної топології та випадкових потоків даних основна мета буде полягати у забезпеченні передачі максимальної кількості повідомлень з чітко визначеною якістю (вірогідність, оперативність, надійність і таке інше).

Оперативне керування мережею означає динамічну організацію спрямованого впливу на різні аспекти мережі, такі як топологія, методи маршрутизації, методи множинного доступу тощо, з метою досягнення максимальної пропускної здатності, яка є цільовим станом мережі. Функціональна модель мережі управління відображена на рис. 2.7.

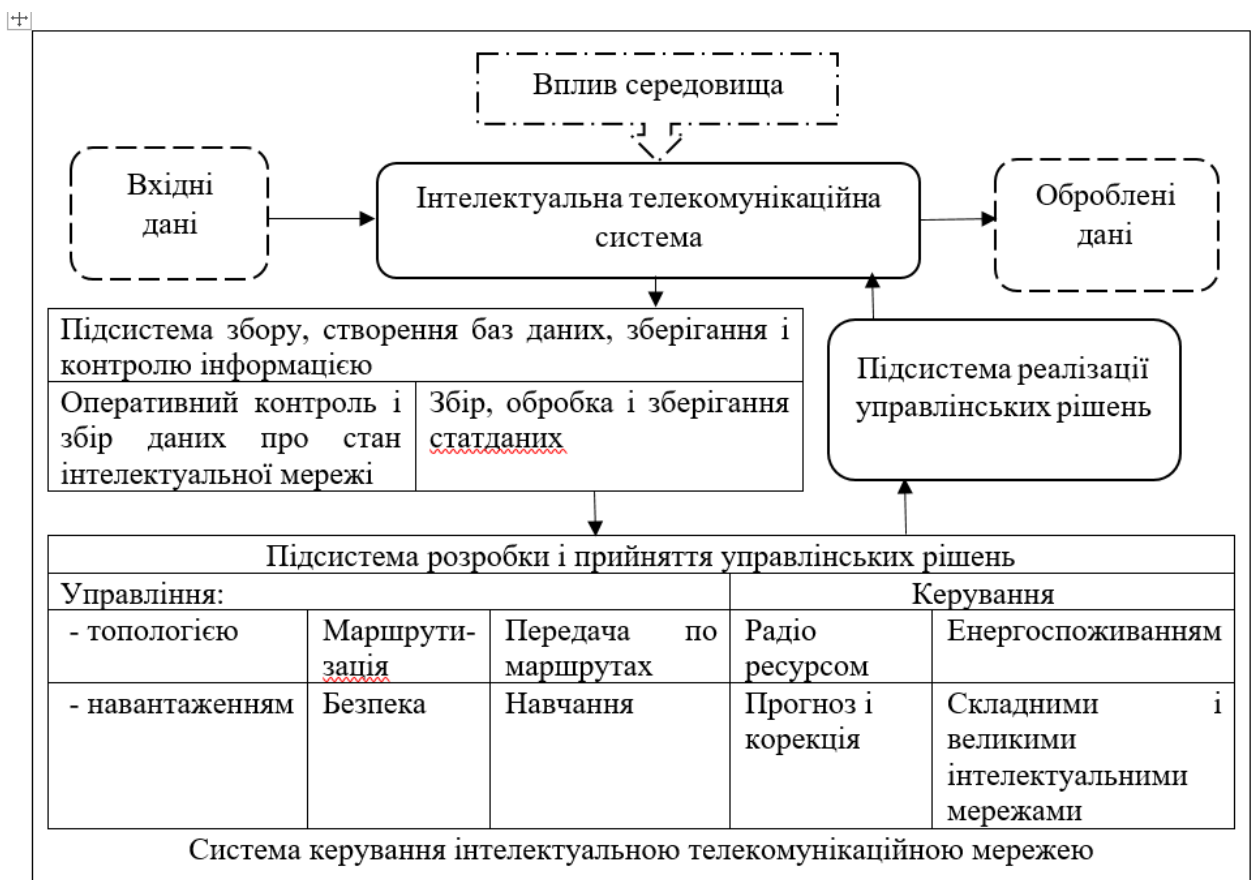


Рис. 2.7 Схеми функціональної моделі мережі управління

Модель керування системами на основі нейронних мереж

Штучні нейронні мережі (ШНМ) – є математичною моделлю та реалізацією, яка наслідує принципи організації та функціонування біологічних нейронних мереж у живих організмах. ШНМ складається з групи взаємопов'язаних штучних нейронів і використовується для обробки інформації. В більшості випадків, ШНМ є адаптивною системою, яка змінює свою структуру, базуючись на обробці вхідної або вихідної інформації під час фази управління. Іншими словами, ШНМ застосовуються для моделювання складних взаємозв'язків між вхідними та вихідними даними або для розпізнавання образів серед наборів даних.

Процес керування полягає в тому, щоб сповістити мережу, що саме в принципі від неї очікується. Подаючи певні дані на вхід мережі, очікується певна реакція на виході – тобто максимальний рівень відповіді. Якщо відповідь на виході не відповідає очікуванням користувача, користувач передає мережі бажані певні вхідні умови. Оскільки мережа зберігає інформацію про вхідні та вихідні дані, це істотно впливає на внутрішній стан мережі. Цей цикл повторюється до того часу, поки вся вхідна інформація не викликає бажану відповідь на виході. Такий процес отримав назву «навчанням з учителем». Типова схема процесу навчання «з вчителем» представлена на рис. 2.8. [16].

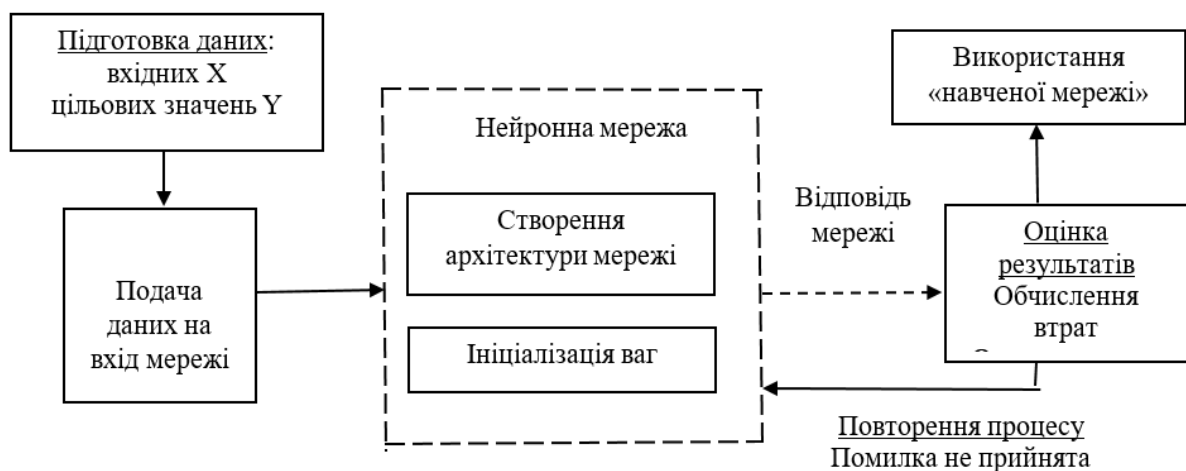


Рис. 2.8 Процес організації навчання нейронної мережі за допомогою «вчителя»

Обчислюючи різницю між правильними і отриманими відповідями мережі, отримується і вектор помилки. Алгоритм навчання - це набір формул, які дозволяють визначити необхідні корекції для ваг мережі на основі цього вектор помилки. Можна пред'являти мережі одну й ту саму інформацію багато разів. У цьому сенсі навчання схоже на повторення.

Коли функція помилки досягає нульового або прийняттого малого рівня, навчання завершується, і мережу вважають навченою і готовою для застосування нових даних. Уся інформація, якою мережа користується для виконання завдання, міститься у наборі навчальних прикладів. Якість навчання залежить від кількості прикладів у навчальній вибірці і від того, наскільки вони вірно відображають це завдання. Для успішного навчання потрібно мати не менше десятків або сотень навчальних прикладів. [31].

Математично процес навчання можна описати у вигляді алгоритму дій. На вході у процесі роботи нейронна мережа формує деякий вихідний сигнал Y на основі вхідного сигналу X , з використанням певної функції $Y = G(X)$. При заданій раніше архітектурі мережі, форма функції G має визначення у вигляді значень синаптичних ваг і зміщень мережі.

Згідно припущення, що рішенням задачі є деяка функція $Y = F(X)$, яка визначається параметрами відповідно вхідних/вихідних даних (X_1Y_1) , (X_2Y_2) , ..., (X_NY_N) , для яких діє рівняння $Y_K = F(X_K)$ і де $(K = 1, 2, \dots, N)$.

Навчання полягає в пошуку функції G , яка наближається до F у відповідності з визначеною функцією помилки E . Представимо, що задано визначену множину навчальних прикладів у вигляді пар, а саме: (X_KY_K) , де $K = 1, 2, \dots, N$, і задано спосіб обчислення функції помилки E . У такому випадку навчання нейронної мережі повністю перетворюється на задачу багатовимірної оптимізації, та й ще з великою розмірністю. Оскільки функція E може мати різні форми, навчання в загальному випадку є завданням оптимізації.

Для розв'язання цієї задачі можуть використовуватися різні алгоритми, у тому числі: алгоритми локальної оптимізації з обчисленням похідних першого і

другого порядку, стохастичні алгоритми оптимізації, алгоритми глобальної оптимізації, алгоритми зворотного поширення.

Проста нейронна модель, яка показана на рис. 2.9, була використана в більшості робіт Маккалокка і Піттса [46].

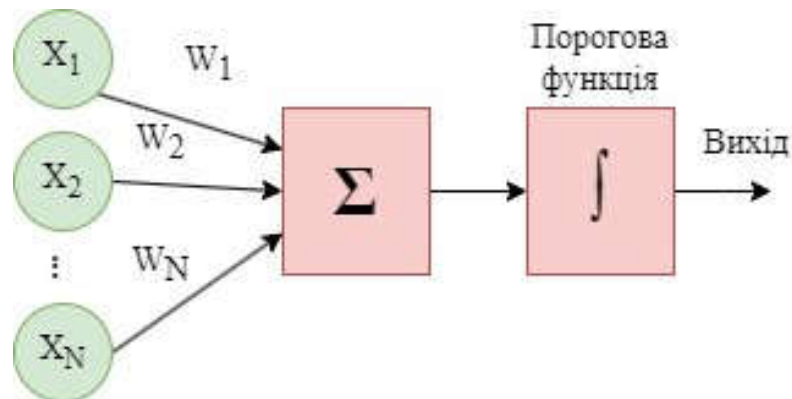


Рис. 2.9 Схематичне зображення дії персептронного нейтрону

Суматор діє шляхом помноження кожного входу X на вагу w і сумуючи зважені входи. Якщо ця сума перевищує заданий пороговий рівень, вихід дорівнює одиниці, в іншому випадку - нулю. Ці системи, а також подібні до них, отримали назву «персептронів». Вони складаються з одного шару штучних нейронів, з'єднаних за допомогою вагових коефіцієнтів з множиною входів (рис. 2.10), хоча описуються і більш складні системи.

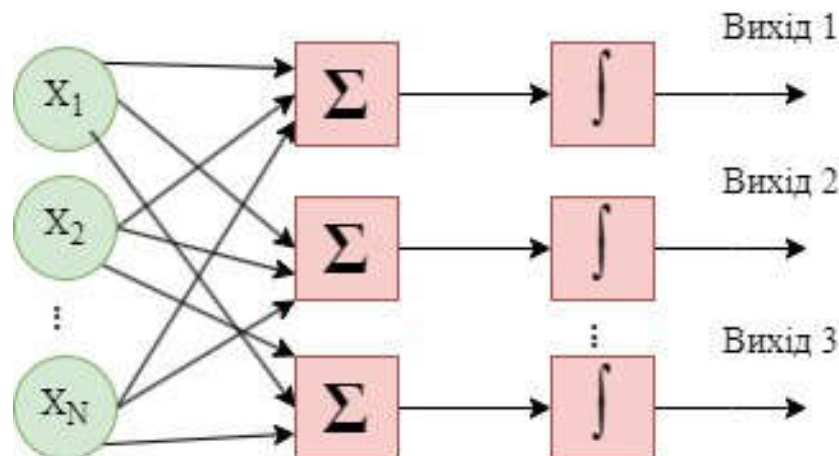


Рис. 2.10 Схематичне зображення дії персептронного нейтрону з багатьма входами

Згідно з відомим доказом теореми навчання перцептрона Розенблатта [57] цей перцептрон може навчитися розв'язувати будь-яку задачу, яку тільки можна собі представити. Але у даному випадку важливим є розуміння, що поняття «уявлення» і «здатність до навчання» - це зовсім різні поняття для перцептрона. «Уявлення» - це відношення перцептрона до моделювання певної визначеної функції, тоді як термін «навчання» передбачає для перцептрона наявність систематичної процедури налаштування ваг мережі для реалізації цієї функції.

Але в роботі [50] було проведено аналіз здатності перцептрона до навчання і показано, що перцептрони не можуть навчитися розв'язувати ряд простих завдань. Існують обмеження на те, що можуть виконувати одношарові перцептрони, і, отже, на те, чого вони можуть навчатися.

Теорія перцептронів є основою для багатьох типів штучних нейронних мереж і визначає найважливіші принципи цієї теорії. Здатність штучних нейронних мереж до навчання є їх найбільш захопливою властивістю. Вони дуже схожі на біологічні системи, які на практиці моделюють нейронні мережі, але відмінністю нейронних мереж є самостійне моделювання, намагання покращити свою модель поведінки, розвиватись.

Використовуючи критерій лінійної роздільності, можна вирішити, чи може одношарова нейронна мережа реалізувати певну функцію. Однак, навіть якщо відповідь позитивна, це мало корисне, якщо немає систематичного методу для обчислення потрібних значень для ваг і порогів. Для того щоб мережа стала практично цінною, необхідний алгоритм для систематичного налаштування цих параметрів. Розенблатт [57] розробив алгоритм навчання перцептрона, який дав можливість навчити перцептрон будь-якому завданню, яке він може вирішити.

Навчання може відбуватися як з учителем, так і без нього. У випадку навчання з учителем потрібен зовнішній «учитель», який оцінює поведінку системи і керує подальшими модифікаціями. У випадку навчання без учителя, мережа самостійно робить необхідні зміни шляхом самоорганізації. Навчання перцептрона відноситься до навчання з учителем.

Покроковий алгоритм навчання персептрона можна реалізувати на будь-якому електронному пристрої, і миттєво мережа стає в певному сенсі самоналаштованою. Процедуру налаштування параметрів нейронної мережі на практиці називають «машинне навчання», і говорять, що «мережа навчається». Доказ приведений Розенблаттом [57] став основою для подальших досліджень у галузі штучного інтелекту і сьогодні навчання персептрона широко використовуються у багатьох різних мережевих парадигмах.

Висновки до розділу 2

Проведено дослідження принципів керування доступом до середовища потенційного користувача, а також аналіз методів і моделей навчання та управління інтелектуальним радіо. За результатами дослідження було доведено, що найкращі характеристики в часі і швидкості навчання для вирішення відповідних завдань досягаються за допомогою ймовірностей та згорткових нейронних мереж.

Для досягнення цих результатів було проведено розв'язання наступних завдань, а саме: проаналізовано рівень співіснування мереж когнітивного радіо, вивчення рівня ініціалізації та мережевих з'єднань, розглянуто методи навчання та управління безпроводовими ІТС, а саме:

1. Метод циклу Бойда.
2. Метод навчання управління системами на основі мереж MANET.
3. Метод навчання управління системами на основі нейронних мереж.

Результати проведених досліджень у галузі керування доступом до середовища, методів управління та керування безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем переконливо довели, що наявні методи мають значущі недоліки. Зокрема вони проявляють суттєві недоліки у відмовостійкості, потенційних можливостях прийняття рішень, реалізації динамічних змін у середовищі користувача та у використанні доступного спектру. Це призводить до суттєвого зменшення обсягу і зниження рівня якості обслуговування абонентів і, звичайно, до погіршення рівня якості зв'язку.

РОЗДІЛ 3

МЕТОД УПРАВЛІННЯ СЕРЕДОВИЩЕМ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ БЕЗПРОВОДОВОЇ СИСТЕМИ З ВИКОРИСТАННЯМ НЕЙРОМЕРЕЖІ

3.1 Модель управління середовищем WRAN безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем

Спектр у телевізійній групі може бути розділеним на окремі частини. Іншими словами, деякі канали можуть бути зайняті у певному регіоні, в той час як інші можуть залишатися вільними (рис. 3.1) для передачі WRAN сигналів і ця ситуація може змінюватися з часом. У розподільних системах IEEE 802.22 WRAN канали 1 і 5 використовуються для передачі даних, а канали 2, 4 і 6 доступні для подальшого використання WRAN послуг у цій області. Основні можливості цих методів інтелектуального радіо впроваджено і використовується в стандарті IEEE 802.22. Зокрема, архітектура інтелектуальної системи повинна моніторити доступні канали і визначати, які з них можуть бути використані поточними послугами, а які зайняті іншими. На рис. 3.1 [204] наведена схема розподілу спектру в смугах телебачення.

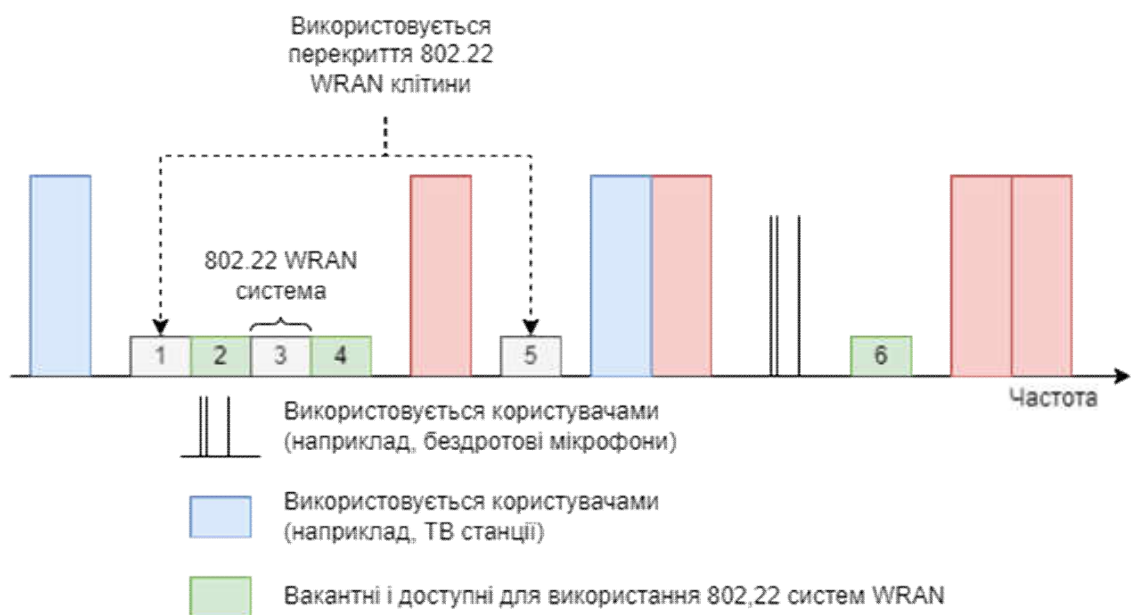


Рис. 3.1 Схема розподілу спектру в смугах телебачення

Один із прикладів цього підходу - служба QoS Cinema Production Service (CPS) MAC, яка використовується для передачі і планування даних через РНУ. Підрівень безпеки MAC повинен забезпечувати механізми аутентифікації, безпечного обміну ключами, шифрування та управління РНУ статистикою [41].

Протокол еталонної моделі (ПЕМ) стандарту IEEE 802.22 CPE представлено на рис. 3.3 [29].

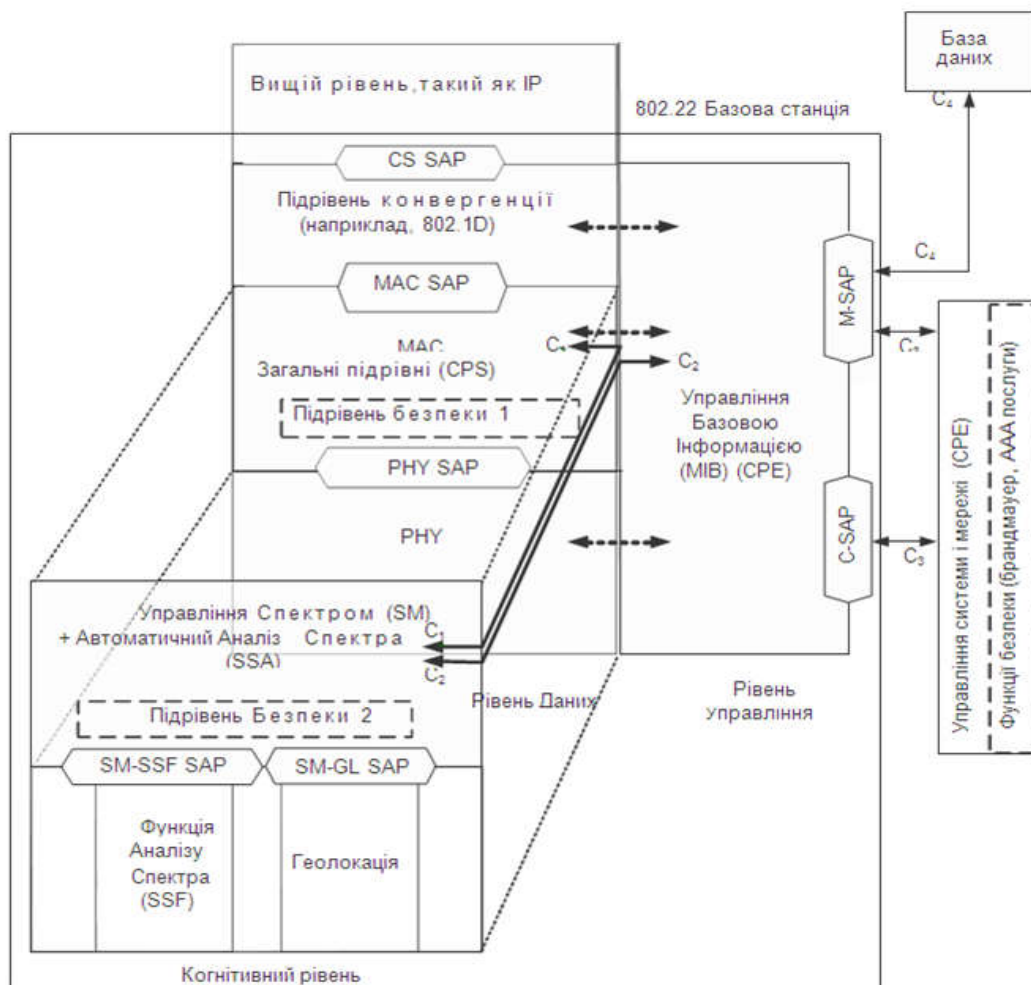


Рис. 3.3 Протокол еталонної моделі (ПЕМ) стандарту IEEE 802.22 CPE

Управління та контроль на рівнях системи реалізується через інформаційну базу керування (МІВ). Для взаємодії з базою даних МІВ використовується протокол SNMP, і деякі з його функцій можуть бути використані для керування мережею (BS, CPE, комутатори, маршрутизатори).

Спочатку MIB використовувався для налаштування системи, моніторингу статистики, обміну повідомленнями та керування сесіями, управління радіоресурсами (RRM), встановлення зв'язків з базою даних послуг, спектром зондування та надання інформації про геолокацію та інші функції.

Дані MIB можуть бути отримані з мережі або з інших пристроїв (наприклад, BS) після обміну інформацією за допомогою протоколу SNMP через комунікаційне середовище [143]. Інтелектуальний рівень в стандарті IEEE 802.22 складається з різних функціональних компонентів, які виконують важливі завдання в системі. А саме: функції виявлення спектру (SSF), геолокаційних функцій (GL), менеджера спектру виявлення розподілу спектру (SM / SSA) і спеціального підшару безпеки 2.

Функція виявлення спектру (SSF) відповідає за визначення алгоритмів спектру. Геолокаційні функції (GL), а саме модуль GL надає інформацію, яка допомагає визначити місцезнаходження пристроїв IEEE 802.22, таких як базові станції (BS) або клієнтські пристрої (CPE) для менеджера спектра (SM). Менеджер спектру виявлення та розподілу спектру (SM / SSA) розташовується на рівні BS і містить інформацію про доступність спектру, управління списком каналів і реалізацію механізмів співіснування. SM також приймає запити від рівня MAC / PHY. Наприклад, якщо рівень MAC виявляє втручання (наприклад, від інших секторів IEEE 802.22) під час нормальної роботи на каналі, він повідомляє SM і SM приймає відповідні заходи для вирішення цієї проблеми, такі як переміщення на інший канал.

Для цього SM необхідно забезпечити відносно «тихий» період часу для абонентських каналів, які знаходяться у діапазоні зондування (на каналах N і $N \pm I$), з метою провести очистку цих каналів протягом часу, згідно з вимогами контролю каналу, а потім зберегти оновлений список резервних каналів у пріоритетному порядку і переконатися, що CPE досить надійний, щоб очистити достатню кількість резервних каналів [87].

SM відіграє ключову роль в архітектурі системи, оскільки це центральна точка в BS, де збирається вся інформація про спектр, наявність результатів з

базою даних сервісу і функцій аналізу спектру. Місцеві нормативні акти та визначена політика SM надають необхідну інформацію щодо конфігурації для MAC, який віддалено конструює всі зареєстровані CPE. Явні B1 і B2 з'єднання показані на рис. 2.3. Різні види інформації обмінюються між SM і MAC, а також SM з MIB. З'єднання B2 використовується для налаштування SM в BS, тоді як з'єднання B1 ініціює канал зв'язку для налаштування SSA на CPE і збирає інформацію від абонентів, таку як результати місцевого зондування і геолокаційну інформацію.

З'єднання C2 використовується для передачі інформації про контроль середовища, наприклад, список виявлених постачальників послуг, через MIB до локального інтерфейсу клієнтського пристрою (CPE). Це допомагає урахувати вибір послуги WRAN професійним установником через верхні рівні в CPE. З'єднання C1 використовується для передачі інформації про оточення, таку як виявлення геолокації базової станції (BS) [125].

Функції підрівня безпеки 1 і 2 виконують наступні завдання:

1. Гарантують доступність служб і спектра.
2. Надають дані і сигналізують про аутентифікацію.
3. Забезпечують контроль керування і цілісність даних.
4. Забезпечують конфіденційність даних і запобігають відмові в обслуговуванні.

Роль підрівня безпеки 2 полягає в поліпшеному захисті посадових осіб, а також у забезпеченні необхідного захисту для систем IEEE 802.22.

Якщо в даному регулюючому домені виявляється маяк IEEE 802.22.1 і передача має бути аутентифікована, то підрівень безпеки 2 використовується разом із захищеним механізмом безпеки (основаним на ECC-підписах) для аутентифікації цього маяка.

3.2 Моделювання архітектури управління середовищем WRAN з використанням нейромережі

В архітектурі середовища WRAN (рис. 3.4) налічується множина різних WRANs, розташованих в локальних географічних зонах. В кожній базовій станції розташована нейромережа, яка взаємодіє з іншими WRANs відповідно до стандарту IEEE 802.22. Оточення цієї мережі може включати інші WRANs, з якими вона може взаємодіяти, наприклад спільно використовувати дані і координувати розподіл ресурсів. Окрема мережа може виступати координатором середовища і співпрацювати з численними іншими WRANs для забезпечення виконання заявлених характеристик безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, як описано в [141].

За допомогою внутрішньої організації мережі провайдер може впровадити білінгову систему всередині WRAN або організувати послугу роумінгу, якщо це необхідно для іншого WRAN.

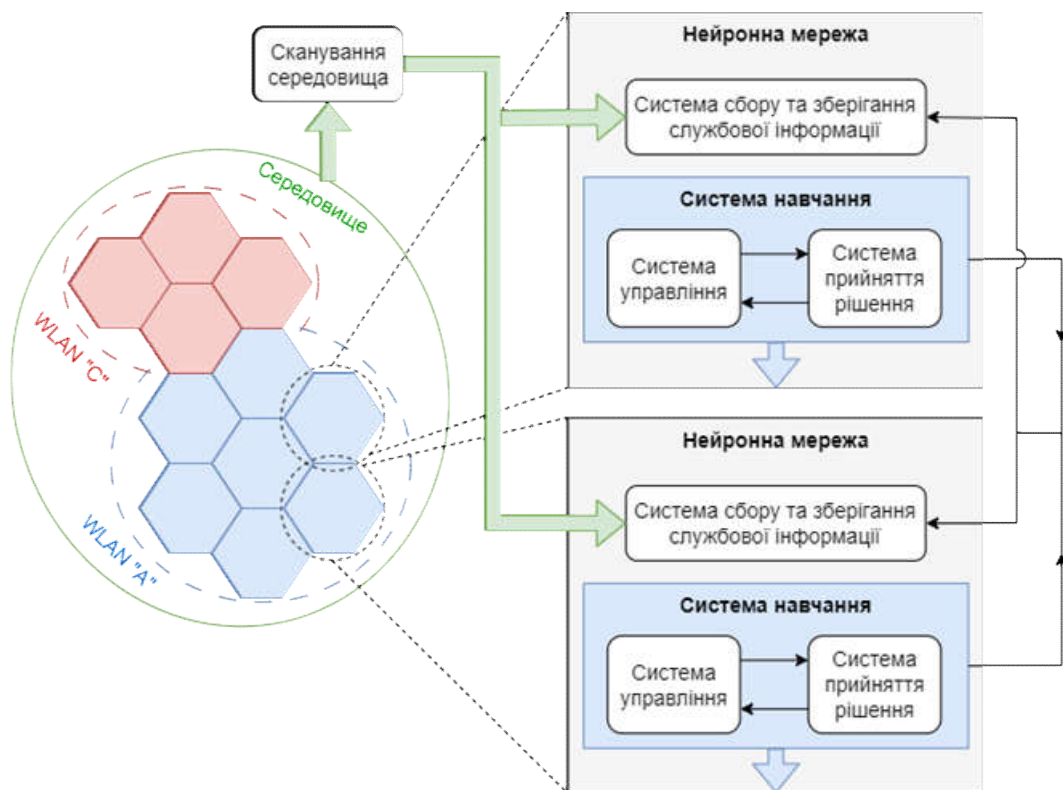


Рис. 3.4 Схема архітектури середовища WRAN з нейромережею

Функції, пов'язані з користувальницькою автентифікацією, тарифікацією, безпекою, конфіденційністю та управлінням мобільністю, можуть бути інтегровані в параметри нейронної мережі. Застосування додаткової нейронної мережі дозволяє прогнозувати навантаження та взаємний вплив різних параметрів, включаючи пропускну здатність як AP, так і всієї мережі в різні періоди часу. На основі цих накопичених даних нейронна мережа може забезпечити збалансований розподіл ресурсів в масштабі WRAN, стараючись обслуговувати максимальну кількість абонентів і одночасно мінімізувати випадки відмови в обслуговуванні [124].

Нейронна мережа в кожній WRAN може збирати статистичні дані про стан оточення для подальшого аналізу і оцінки параметрів. Це дозволяє оптимізувати системну продуктивність завдяки прогнозуванню за допомогою нейронної мережі або інших методів. Отримана інформація може бути доповнена додатковими компонентами визначення для надання додаткових даних, пов'язаних з безпекою, запобіганням несанкціонованого доступу та впливом інших WRANs. Нейронна мережа використовує ці результати вимірювань для прийняття локальних управлінських рішень і регулювання продуктивності всієї системи WRAN [177].

Взаємодія між WRAN, які керуються нейронною мережею, є важливим аспектом побудови багатокластерних систем. Ця взаємодія включає в себе аспекти, такі як комунікація на магістральному рівні, вимоги до пропускну здатності та взаємний вплив одних систем на інші.

Детальну архітектуру управління середовищем WRAN з використанням нейронної мережі можна побачити на рис. 3.5.

Система складається з таких основних функціональних блоків.

1. Блок прийому-передачі. Системи призначена для отримання і передачі інформації.

2. Блок геолокації, моніторингу спектра і вимірювання рівня випромінювання. Відповідає за визначення місцезнаходження системи за

допомогою, наприклад, GPS аналізу оточуючого середовища і вимірювання потужності сигналів.

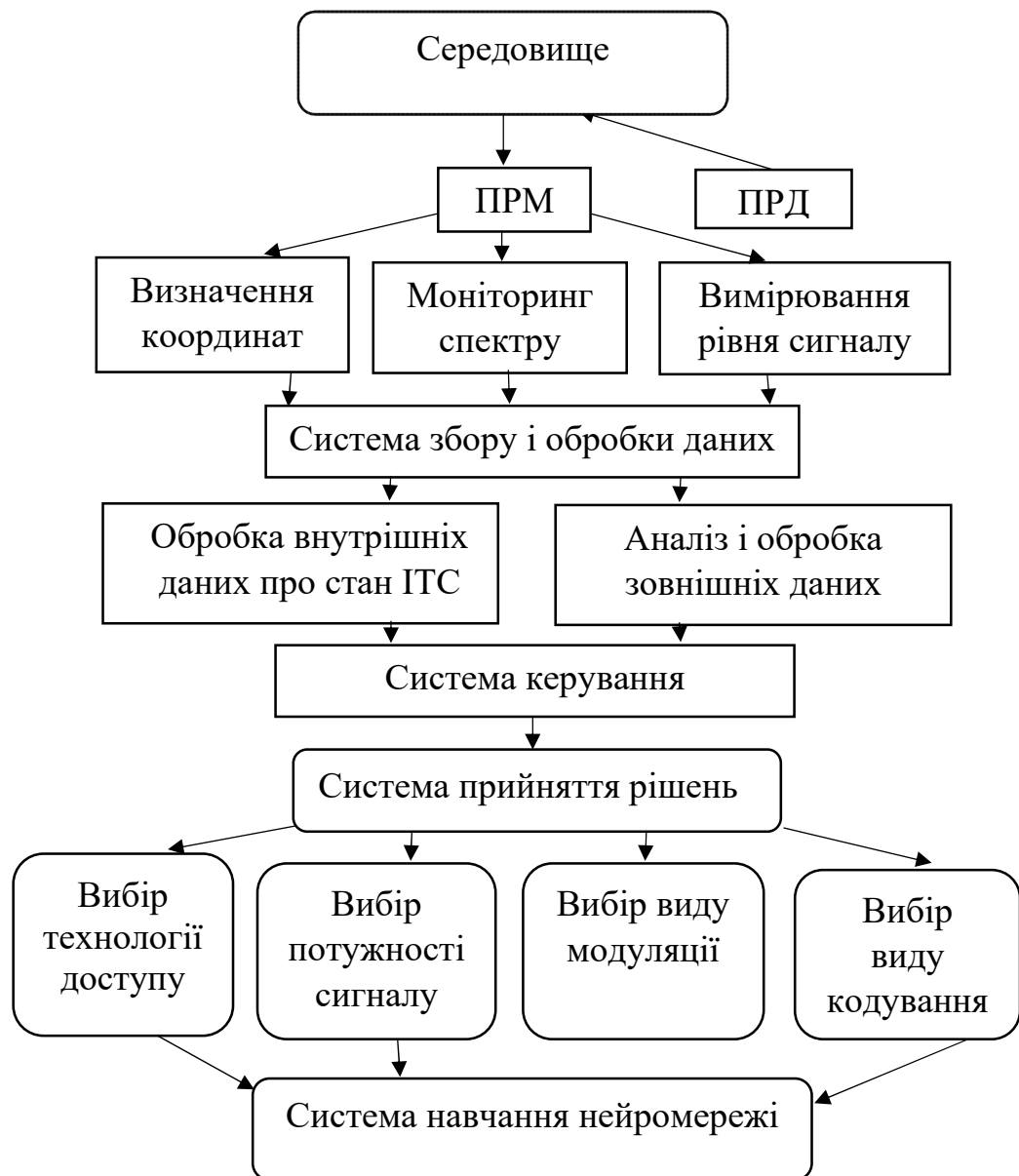


Рис. 3.5 Діаграма алгоритму контролю середовища з нейромережею

3. Шина обміну даними. Ця шина об'єднує всі рівні управління середовищем і служить для обміну інформацією між елементами мережі.

4. Блок зберігання і обробки службової інформації. Цей блок є об'єктно-реляційною базою даних і відповідає за обробку, аналіз і структурування

зовнішніх даних і даних про стан мережі. Кожен функціональний блок має свою власну схему, індивідуальний доступ до якої можуть мати всі елементи системи. Однак запис дозволяється робити тільки функціональному блоку, якому належить відповідна схема, а також підсистемі управління.

5. Блок системи управління, підсистема керування, підсистема прийняття рішень є ключовими і будуть описані більш детально далі.

3.3 Система управління інтелектуальною радіо мережею

Після аналізу джерел [150] і [159] виявлено, що найбільш поширеною є система непрямого управління. Однак, варто відзначити, що ідентифікація і керування в цій системі базуються виключно на помилці нейромережевого ідентифікатора. Ця особливість системи може призвести до неможливості гарантувати мінімізацію помилки на виході всієї системи.

У зв'язку з цим було прийнято рішення використовувати схему прямого управління. У схемі прямого управління параметри нейромережевого контролера налаштовуються таким чином, щоб безпосередньо зменшити помилку на виході E_y , яка показана на рис. 3.6 [215].

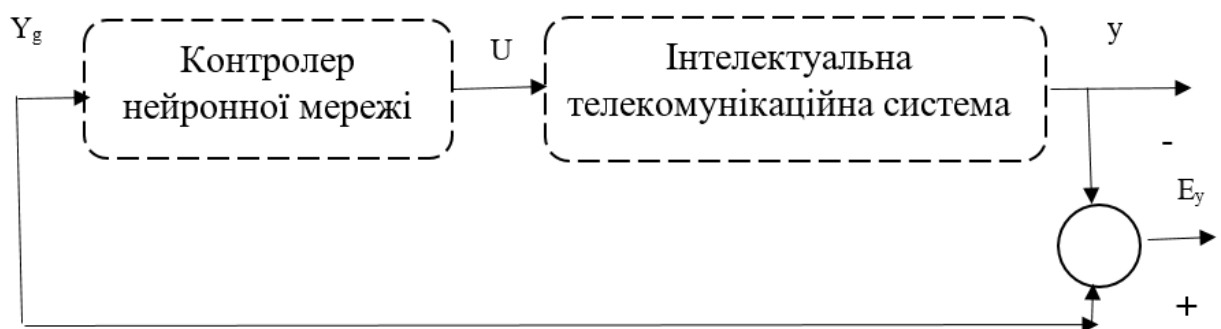


Рис. 3.6 Схема прямого управління ІТС контролером нейромережі

Цільовою функцією, яку контролер повинен мінімізувати, є середньоквадратична помилка на виході об'єкта управління [205]:

$$E_y = \frac{1}{2}(y_g - y)^2, \quad (3.1)$$

де E_y – цільова функція;

Y_g – вхідні параметри мережі;

y – вихідні параметри інтелектуальної ІТС.

Метод, що використовує нейромережу, не обмежений лінійністю системи, ефективний в умовах шумів і дозволяє здійснювати управління в реальному часі після завершення керування. Це відповідає вимогам для створення безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. Нейронні системи управління більш гнучкі в адаптації до реальних умов, створюючи моделі, які повністю адекватні безпроводовим інтелектуальним телекомунікаційним системам і не мають обмежень, пов'язаних з формальною структурою. Крім того, нейронні системи виходять за рамки стандартних адаптивних методів і виробляють власні алгоритмічні підходи до різних задач. Розв'язок таких завдань може бути складним через нереалізованості, так як для нейронних мереж важлива лише їх корельованість [87].

Комірки мережі, побудовані на основі протоколу IEEE 802.22, складаються з базової станції та можуть об'єднувати до 512 пристроїв або груп користувачького обладнання (CPE). В такій мережі можуть використовуватися повторно використовувані комври, які взаємодіють з різними пристроями через відповідний інтерфейс.

Модель включає в себе систему управління мережею (NMS) та керовані вузли, такі як BS і CPE. BS і CPE повинні зібрати та зберігати керовані ресурси в форматі, визначеному в базі інформації управління WRAN (MIB). Система управління мережею містить зв'язану інформацію про QoS, яка попередньо налаштовується в обслуговуючих класах в BS. Інтерфейси B4 і C4 на рис. 3.7 і 3.8, відповідно, описують взаємодію між CPE/BS та службою бази даних. Ці інтерфейси використовуються для реєстрації в базі даних та виконання запитів щодо доступних каналів. Інтерфейси B3 і C3 на рис. 3.7 і 3.8 відображають

взаємодію між CPE/BS і NCMS. Інформацію керування можна передавати за допомогою повідомлень SNMP.

Приклади послуг, які NCMS може надавати, включають в себе аутентифікацію, авторизацію, розрахункову службу (AAA), управління радіоресурсами (RRM), служби безпеки, служби керування трактом, геолокаційні послуги (LBS) і служби управління мережею.

NCMS взаємодіє інтерфейсом з MAC і фізичними об'єктами CPE і BS через дві точки доступу до служби (SAP). BS і CPE мають точки доступу керування (C-SAP та M-SAP), які надають NCMS доступ до керування та функцій керування рівнем. NCMS використовує C-SAP і M-SAP для з'єднання мережі IEEE 802.22 з керованими вузлами через інтерфейс. M-SAP може виконувати функції: системна конфігурація, орієнтація та передача звітів геолокації, обмін базою даних [200]. C-SAP, у свою чергу, може обіймати функції: як управління сеансом, захистом, розподілом ресурсів, сигналізація сервера. Схему управління відповідно до еталонної моделі інтелектуального радіо зображено на рис. 3.7.

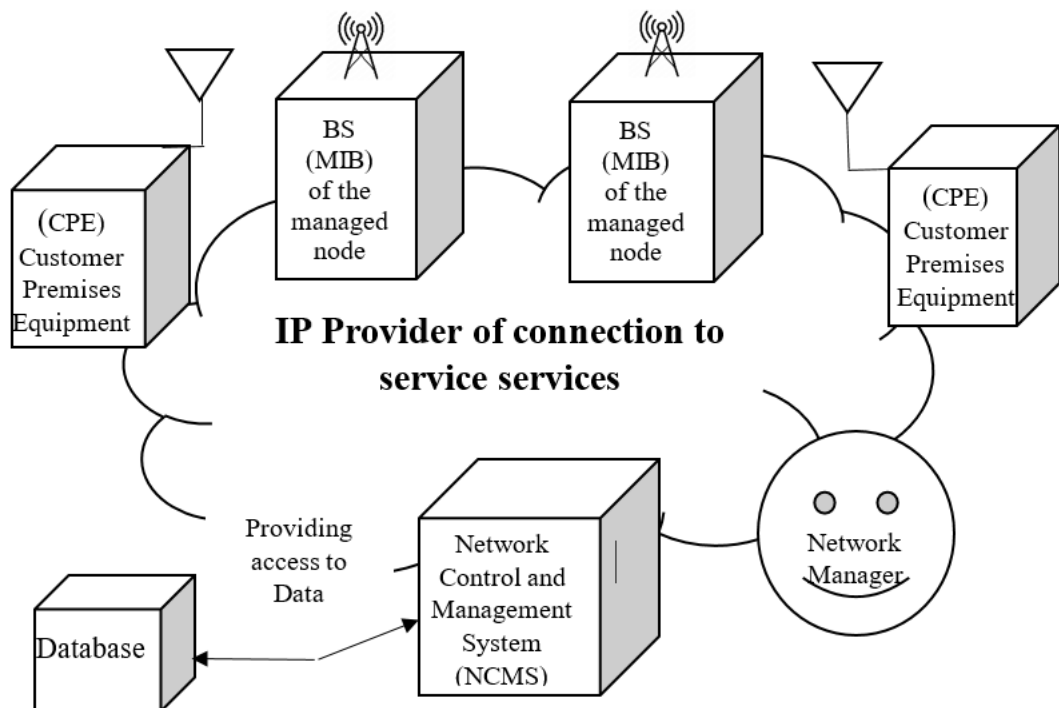


Рис. 3.7 Процес керування еталонною моделлю мережі інтелектуального радіо

Рис. 3.8 ілюструє спрощену еталонну модель мережі інтелектуального радіо, де багаторазовий CPE підключається до BS, CPE встановлює з'єднання з BS через U-інтерфейс, використовуючи базові первинні або вторинні з'єднання.

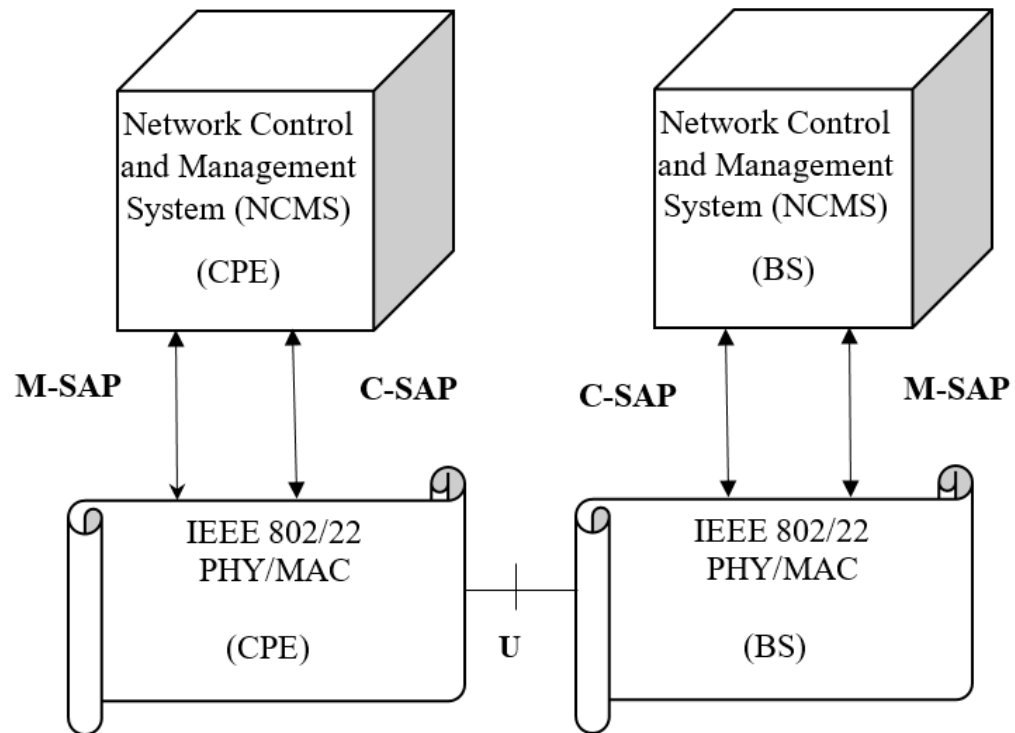


Рис. 3.8 Спрощена еталонна модель керування інтелектуальною комунікаційною системою

Важливою складовою є аналіз рівнів захисту споживачів. Механізми захисту в IEEE 802.22 розділяються на два рівні безпеки, які застосовуються як до інтелектуальної, так і до не інтелектуальної функціональності системи і їх взаємодії. У цьому пункті не розглядаються методи захисту доступу до системи IEEE 802.22 і можливості конфігурації [169].

Підрівень безпеки 1 в протоколі IEEE 802.22 забезпечує користувачам аутентифікацію і конфіденційність для їхніх даних та повідомлень управління MAC, які передаються через широкосмугову безпроводову мережу. Це досягається за допомогою застосування криптографічних перетворень до PDU

МАС, які передаються через з'єднання між СРЕ і BS. Крім того, ці рівні безпеки надають операторам надійний захист від сервісних розкрадань.

На підрівні безпеки використовується клієнт-серверний протокол управління ключами, при якому оператор BS керує розподілом матеріалу клієнтових СРЕ.

У інтелектуальних системах радіозв'язку, механізми конфіденційності мають захищати дані та інформацію про використання спектра від конкурентів, а також інформацію про управління спектром, яку базова BS використовує для налаштування роботи СРЕ.

Підрівень безпеки 2 був створений для підвищення рівня безпеки у мережі IEEE 802.22. Механізми безпеки на цьому рівні перевіряють доступність спектра для основного пристрою та вторинних користувачів. Для досягнення цієї мети вони використовують різні механізми, такі як розподілене виявлення і прийняття розв'язків. Ці механізми включають аутентифікацію інформації про виявлення для запобігання атакам на відмову в обслуговуванні (DoS-атаки) та аутентифікації мережі.

Деякі механізми безпеки інтелектуального радіо є необхідними для інших пізнавальних функцій системи і входять в склад таких процесів, як виявлення спектру, геолокація, управління спектром, “керування спектром” і багато інших.

Протокол включає два основних компоненти, які можна описати так:

а) протокол шифрування призначений для забезпечення захисту передачі пакетних даних по радіо каналу. Він визначає набір підтримуваних криптографічних механізмів, включаючи алгоритми шифрування даних і методи аутентифікації;

б) протокол безпечного керування і контролю (SCM) призначений для безпечного розподілу основних даних від BS до СРЕ. Цей протокол ключового керування дозволяє СРЕ і BS синхронізувати обмін маніпуляційними даними.

Картину підрівня безпеки 1 можна бачити на рис. 3.9 [180].

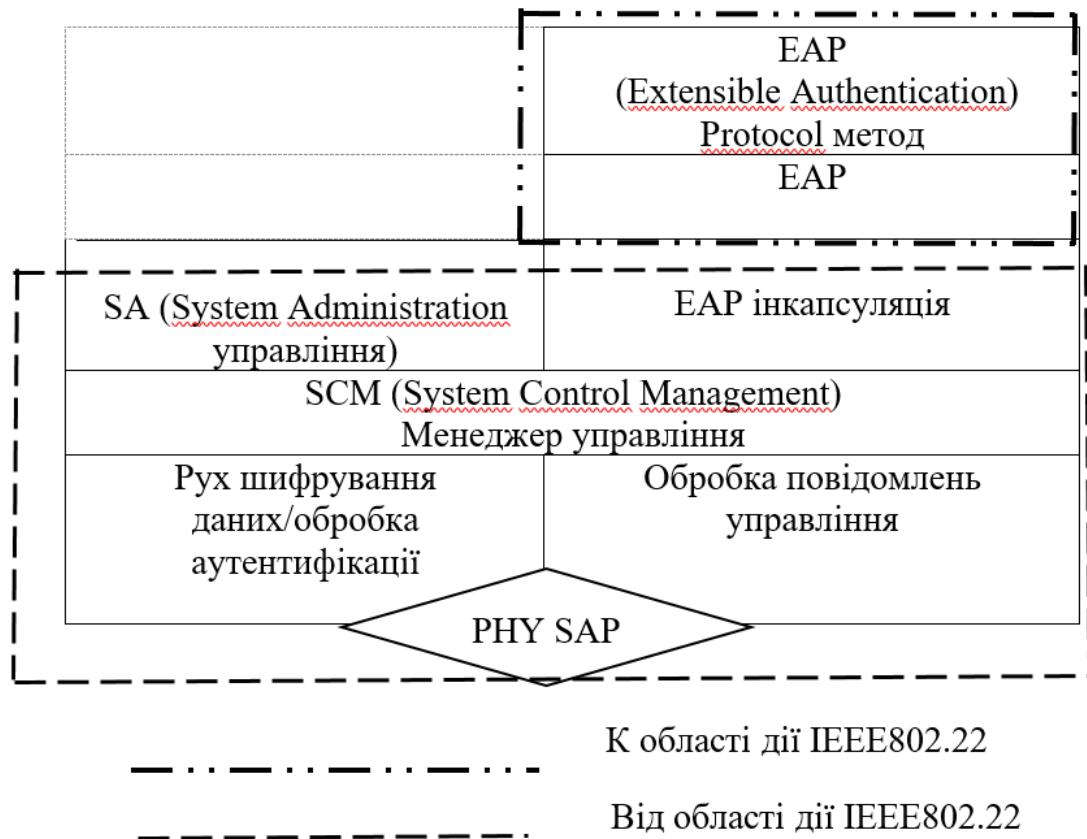


Рис. 3.9 Схема процесу керування підрівнем безпеки 1 інтелектуальної телекомунікаційної системи

1. Керування контролем SCM (Control Management). Цей стек відповідає за керування всіма компонентами безпеки, включаючи створення та управління різними ключами.

2. Обробка даних трафіку. Цей стек виконує шифрування або дешифрування даних трафіку і проводить аутентифікацію даних трафіку.

3. Обробка повідомлень керування. Цей стек обробляє різні зв'язки SCM та повідомлення керування MAC і забезпечує аутентифікацію і шифрування таких повідомлень.

Протокол SCM забезпечує взаємну аутентифікацію, де мережа і CPE перевіряють і підтверджують свою ідентичність один перед одним. Цей протокол також підтримує періодичну «переаутентифікацію» та відновлення ключів. Для цього він використовує стійкі алгоритми шифрування для

встановлення та оновлення загального секретного ключа (позначеного як АК) між СРЕ і BS. Після створення цього спільного ключа він використовується для захисту подальших обмінів в рамках SCM. Ця дворівнева система розподілу ключів дозволяє забезпечити актуальну інформацію про стан каналів без затримок, навіть при великому навантаженні.

Після завершення процедури аутентифікації, яка надає облікові дані СРЕ в BS. Механізм захисту має на меті убезпечити систему від можливих атак, таких як підміна або копіювання СРЕ законного користувача. Обидва СРЕ і BS отримують ключі, які використовуються для захисту повідомлень керування і шифрування ключів, що використовуються для захисту користувацьких даних, наприклад, ключ шифрування користувацьких даних (КЕК).

Протокол SCM включає в себе обмін різними повідомленнями керування MAC, такими як SCM-REQ і повідомлення SCM-RSP. У цьому контексті криптографічний комплект означає набір SA методів і алгоритмів для шифрування даних, аутентифікації даних і обміну даними, які використовуються для забезпечення безпеки в мережі.

Система управління включає в себе комбінацію методів корекції помилок і накопичення досвіду з попередніх ітерацій в сховищі правильно класифікованих прикладів.

$$\{(x_i, d_i)\}_{i=1}^N, \quad (3.2)$$

де x_i - вхідний вектор;

d_i - відповідний йому бажаний сигнал

Цей алгоритм має дві важливі складові: перша - це критерій, який визначає межі для вибірки x_{test} , і друга - правило навчання, яке використовується для обробки вибірки відповідно до визначених меж і критеріїв.

У найпростішому випадку, околиця включає в себе приклад, який найбільше відповідає тестовому прикладу. Наприклад, якщо маємо вибірку x_N , то околиця може включати приклад x_1, x_2, \dots, x_N , який найбільше схожий на тестовий приклад. Вважається прилеглою вибіркою до x_{test} , якщо виконується наступна умова:

$$\min_i d(x_i, x_{test}) = d(x_N, x_{test}), \quad (3.3)$$

де $d(x_i, x_{test})$ – Евклідова відстань між вибірками x_i , та x_{test} .

Правило прилеглої вибірки визначає клас, до якого належить найближча вибірка, таким же класом, до якого належить тестова вибірка x_{test} . Це правило не залежить від розподілу, за якого генеруються приклади для навчання.

У [37] проведено формальне дослідження правила прилеглої вибірки, яке використовується для вирішення завдань, таких як класифікація сигналів управління. Цей аналіз ґрунтується на припущенні, що сигнали (x_i, d_i) є незалежними і рівномірно розподіленими відповідно до спільного розподілу (x, d) . Ця система повинна відповідати наступним умовам:

1. Існування (existence). Для будь-якого вхідного вектора x , що належить до множини X , існує вихідне значення y , яке належить до множини Y , таке, що $y = f(x)$.

2. Унікальність (uniqueness). Для будь-якої пари вхідних векторів (x, t) , які належать до множини X , рівність $f(x) = f(t)$ виконується тоді, коли $x = t$.

3. Безперервність (continuity). Відображення вважається безперервним, якщо для будь-якого $\varepsilon > 0$ існує $\delta = \delta(\varepsilon)$, таке, що для всіх x та t , для яких виконується умова $p(x, t) < \delta$, виконується умова $p(f(x), f(t)) < \varepsilon$, де $p(x, t)$ - це функція відстані між двома аргументами в відповідних просторах. Ця властивість безперервності також може називатися стійкістю (stability) системи [155].

Керування розглядається як завдання відновлення гіперповерхні на основі множини точок, які можуть бути досить розрідженими.

Процес корекції помилок включає в себе вибір центрів на основі самоорганізації та введення помилки на вхід мережі. Для досягнення цієї мети потрібно розробити алгоритм кластеризації, який розділить задану кількість точок даних на дві підгрупи, кожна з яких буде максимально однорідною. Для цього ми будемо використовувати алгоритм k -середніх (*k-means clustering algorithm*). Загальний опис алгоритму k -середніх виглядає наступним чином:

Процес реалізації алгоритму k -середніх можна розділити на наступні кроки:

1. Ініціалізація (*initialization*): Спочатку вибираються випадкові значення для вихідних центрів $t_k(0)$. Головною вимогою щодо їх вибору є те, щоб всі початкові значення були різними і бажано, щоб їх Евклідова норма була якомога меншою.

2. Вибірка (*sampling*): Обирається вектор x з вхідного простору X з певною ймовірністю. Цей вектор стане вхідним для алгоритму на ітерації n .

3. Перевірка подібності (*similarity matching*): Визначається індекс $k(x)$, який найбільше відповідає центру для даного вектора x . Це виконується шляхом знаходження $k(x)$ на ітерації n з використанням критерію мінімальної Евклідової відстані [114]:

$$k(x) = \arg \min_k \|x(n) - t_k(n)\|, k = 1, 2, \dots, m_1, \quad (3.4)$$

де $t_k(n)$ – центр k -ї радіальної базисної функції на ітерації n .

4. Коригування (*updating*): Центри радіальних базисних функцій коригуються за допомогою певного правила:

$$t_k(n+1) = \begin{cases} t_k(n) + \mu[x(n) - t_k(n)], \\ t_k(n) - \text{в іншому випадку}, \end{cases} \quad (3.5)$$

де μ – параметр швидкості керування (learning-rate parameter) μ , який обирається з діапазону $0 < \mu < 1$.

5. Продовження (*continuation*): По завершенню корекції центрів, значення n збільшується на одиницю, і процес повторюється, починаючи з кроку 2. Процедура триває до тих пір, поки положення центрів t_k істотно не змінюється.

За допомогою цієї гібридної системи можна покращити точність класифікації сигналів управління. Такий підхід дозволяє зменшити Байєсову ймовірність помилок порівняно з використанням правила найближчого сусіда вдвічі.

3.4. Метод управління інтелектуальними мережами на основі кіл Маркова

Розробка технології інтелектуального радіо має потенціал для покращення використання радіоспектру та розв'язання проблеми нестачі вільних частотних ресурсів. Проте на поточному етапі розвитку стандарту виникає проблема прийняття рішень на основі наявної інформації та вже прийнятих дій. Активно досліджуються різні механізми регулювання безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, такі як:

1. Пошук вільних частот у ліцензійному спектрі.
2. Автоматичний вибір типу модуляції в залежності від якості сигналу.
3. Визначення пропускної здатності та мультиплексування.

Проте розвиток цих механізмів регулювання викликає нову проблему - інтелектуальну взаємодію між ними та накопичення інформації для створення бази даних їх взаємозв'язків. Вирішення цієї проблеми може значно покращити ефективність та продуктивність стандарту IEEE 802.22.

Архітектура безпроводової ІТС ґрунтується на правилах та компонентах пізнавального рівня інформаційних служб. Вона сприяє постійному розвитку, створюючи більш універсальні реалізації через цикли пізнання. Ці цикли можна представити за кібернетичною моделлю OODA (Observe – спостерігай, Orient – орієнтуйся, Decide – вирішуй, Act – дій), яка підтримує розвиток архітектури, як показано на рис. 3.10.

Зазначена модель базується на ідеї багаторазового циклічного виконання послідовних взаємодійних процесів: спостереження, орієнтації та розв'язання завдань. По суті, ця модель передбачає постійний розвиток ситуації за формою спіралі, і на кожному етапі цієї спіралі відбувається взаємодія з експлуатаційним середовищем.



Рис. 3.10 Цикл пізнання Інтелектуального Радіо

У процесі функціонування системи в деякий момент часу вона перебуває в стані X_i . Для кожного можливого переходу зі стану X_i в інший стан відомі імовірності P_{ij} . Використовуючи датчик випадкових чисел, який генерує числа, розподілені рівномірно на інтервалі $[0;1]$, система вирішує, в який стан вона перейде. Цикл розглядаємо як повну групу подій. Подією A_i ми позначаємо те, що система почала функціонування в i -му стані в момент часу $t=0$. Оскільки

система обов'язково знаходиться в одному з можливих станів, у нас є повна

$$\text{група подій } \sum_{i < 1}^n P_i(t) = 1.$$

Оскільки система або переходить в новий стан j , або залишається в стані i , ми маємо повну групу подій. Випадкове число r_k генерується в певному інтервалі і відповідає одному з можливих станів. Ймовірність переходу зі стану i в стан j записана в i -му рядку матриці переходів. Подією з номером j ми вважаємо перехід системи зі стану i в стан j , оскільки система може або перейти в стан j , або залишитися в стані i , то

$$\sum_{i < 1}^n P_{ij} = 1. \quad (3.6)$$

Для представлення циклу пізнання безпроводової ІТС як повної групи подій з ймовірностями з i -го рядка переходів, ми можемо розбити інтервал $[0;1]$ на кілька підінтервалів $[a_{k-1}; a_k]$, де кількість таких підінтервалів дорівнює кількості можливих станів системи. Права межа кожного підінтервалу може бути обчислена відповідно до наступної умови [148]:

$$a_k = \sum_{j < 1}^k P_{ij}. \quad (3.7)$$

Дійсно, оскільки ймовірність того, що випадкове число потрапить в середину кожного підінтервалу дорівнює довжині цього підінтервалу ($a_k - a_{k-1} = P_{ij}$), то розподіл ймовірностей P_{ij} переходів системи зі стану X_i в інші стани збігається з розподілом ймовірностей попадання випадкової величини в підінтервали відрізка $[0;1]$. Тепер, для того щоб визначити номер стану, в який система переходить у цей момент, досить визначити, у який підінтервал потрапило наше випадкове число.

Для цього береться нове випадкове число r_{k+1} , знаходимо підінтервал, в який воно потрапляє на відрізку $[0;1]$. Номер цього підінтервалу, позначимо його як m_1 , відповідає номеру стану, в який переходить система. Отже, отримуємо ланцюг подій Am_0, Am_1, Am_2, \dots .

Тепер можна підрахувати відносну частоту $p_i = K_{mi}/M$, де M - загальна кількість випробувань, K_{mi} - кількість разів, коли система переходила в стан mi ($i = 1, 2, \dots, N$).

Важливо запам'ятати, що для ергодичних ланцюгів Маркова вплив початкових ймовірностей швидко зменшується зі зростанням номера випробувань (позначимо його як i). Тобто, з кожним новим випробуванням вплив початкових ймовірностей стає менш важливим. Тому, в якості значень $p_0(t_0), p_1(t_0), \dots, p_n(t_0)$ можуть бути обрані довільні величини, наприклад, $1/(n+1)$ і це буде прийнятно для аналізу поведінки ланцюга Маркова в часі.

Давайте розглянемо цикл пізнання інтелектуального радіо, зображений на рис. 3.10, у вигляді графа із чотирма станами, який представлений на рис. 3.11.

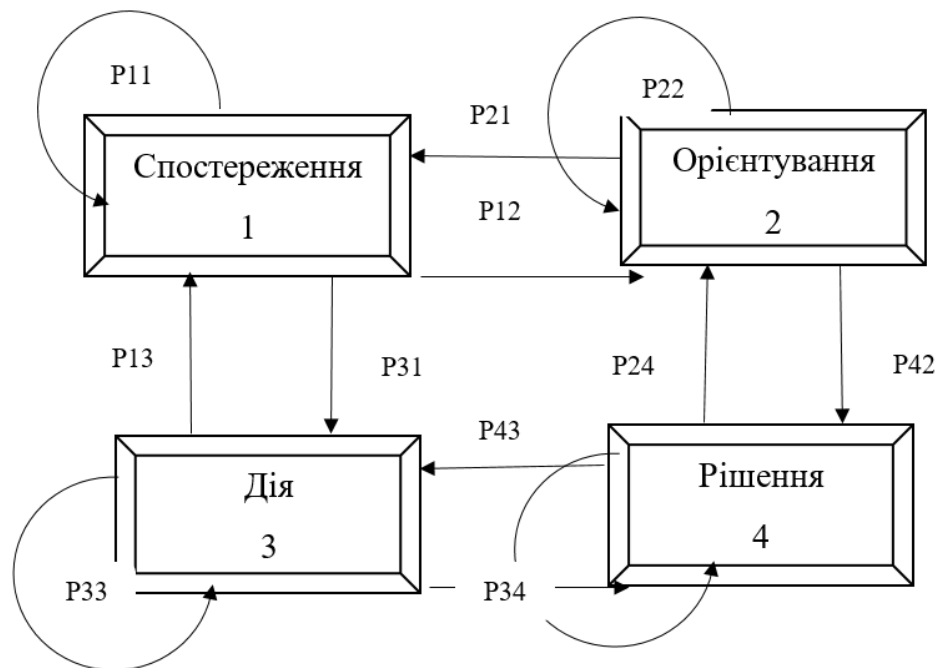


Рис. 3.11 Цикл пізнання інтелектуальної телекомунікаційної системи

Згідно з цією моделі, матриця переходів має вигляд 3.8. Проведемо розрахунок фінального вектора ймовірностей для ланцюга Маркова з вказаною матрицею перехідних ймовірностей.

$$\begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} & 0 \\ p_{21} & p_{22} & 0 & p_{24} \\ p_{31} & 0 & p_{33} & p_{34} \\ 0 & p_{42} & p_{43} & p_{44} \end{pmatrix}. \quad (3.8)$$

Початковий вектор ймовірностей P_0 складається з наступних значень: 0,16666; 0,16666; 0,16666; 0,16667. Матриця перехідних ймовірностей формується на основі результатів статистичної обробки і має такий вигляд:

$$|P_{ij}| = \begin{pmatrix} 0.00006 & 0.00012 & 0.00027 & 0 \\ 0.00001 & 0.00002 & 0 & 0.00037 \\ 0.00232 & 0 & 0.73209 & 0.26478 \\ 0 & 0.00022 & 0.18941 & 0.80801 \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

Здійснимо пошук вектора фінальних ймовірностей шляхом проведення послідовних обчислень векторів P_1, P_2, \dots, P_k до виконання заданої умови.

$$|P_{kj} - p^{(k-1)j}| < \xi, \quad j=1,2,3,4, \quad (3.10)$$

де P_{ij} - j -а координата вектора перехідних ймовірностей P_i .

Отже, ми визначаємо вектори перехідних ймовірностей до тих пір, поки всі координати наступного вектора не відрізняються від відповідних координат попереднього вектора на величину ξ . Усі розрахунки проводяться з точністю до шостого знака після коми. Аналіз отриманих результатів вказує на те, що вектори P_i збігаються до певного граничного вектора.

Для перевірки отриманих експериментальних даних ми знаходимо теоретичний вектор фінальних ймовірностей $P(p_0, p_1, p_2, p_3)$. Використовуючи формулу повної ймовірності, ми визначаємо його як рішення системи рівнянь, яка в даному випадку має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} P_0 &= 0.00006p_0 + 0.00001p_1 + 0.00232p_2 + 0p_3, \\ P_1 &= 0.00012p_0 + 0.00002p_1 + 0p_2 + 0.00022p_3, \\ P_2 &= 0.00027p_0 + 0p_1 + 0.73209p_2 + 0.18941p_3, \\ P_3 &= 0p_0 + 0.00037p_1 + 0.26478p_2 + 0.80801p_3, \\ P_0 + P_1 + P_2 + P_3 &= 1. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Давайте перепишемо систему рівнянь у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} 0.00006p_0 + 0.00001p_1 + 0.00232p_2 + 0p_3 &= 0, \\ 0.00012p_0 + 0.00002p_1 + 0p_2 + 0.00022p_3 &= 0, \\ 0.00027p_0 + 0p_1 + 0.73209p_2 + 0.18941p_3 &= 0, \\ 0p_0 + 0.00037p_1 + 0.26478p_2 + 0.80801p_3 &= 0, \\ P_0 + P_1 + P_2 + P_3 &= 1. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Вирішивши цю систему рівнянь, можна знайти вектор фінальних ймовірностей: $P=(0,55348;0,03152;0,07849;0,10988)$

Порівнюючи чисельні значення компонентів вектора фінальних ймовірностей із результатами обчислень (табл. 3.1), можна спостерігати, що теоретичний вектор фінальних ймовірностей добре корелює з вектором, отриманим під час експерименту. Цей сильний збіг результатів підтверджує точність проведених розрахунків.

Після отримання матриці переходів ймовірностей використовуємо її для виконання алгоритму штучного процесу, який зображено на рис. 3.12.

Давайте розглянемо основні кроки алгоритму моделювання марківського процесу, який визначений матрицею переходів ймовірностей та вектором початкових ймовірностей.

Крок 1. Початок виконання програми, що включає в себе опис використовуваних змінних, функцій, процедур і модулів.

Крок 2. Введення в програму двовимірного масиву, який представляє матрицю переходів ймовірностей. У створеній програмі ця матриця була задана у вигляді масиву констант, який мав назву *markov*.

Табл. 3.1

Залежність необхідного числа кроків від точності обчислень

Точність ξ	Необхідне число кроків K	Умова забезпечення необхідної точності	Вектор P_i
10 ⁻³	6	Рівність двох перших десяткових знаків після коми у всіх координатах векторів P_{k-1} і P_k	(0,3168; 0,01813; 0,13870; 0,19289)
10 ⁻⁴	758	Рівність трьох перших десяткових знаків	(0,44649; 0,02545; 0,09363; 0,13130)
10 ⁻⁵	3257	Рівність чотирьох перших десяткових знаків	(0,53576; 0,03052; 0,07894; 0,11054)
10 ⁻⁶	7718	Рівність п'яти перших десяткових знаків	(0,55146; 0,03141; 0,07848; 0,10986)

Крок 3. Визначення початкового стану для початку моделювання. Оскільки обрано модель із чотирма можливими станами, то змінна *state* може приймати цілі значення в інтервалі від 1 до 4. Також на цьому етапі алгоритму ініціалізуються дві змінні, *summa_on* і *summa_off*, які відображають тривалість ON- та OFF-періодів відповідно.

Крок 4. Розпочинаємо цикл змінної *i*. Кількість повторень цього циклу визначається кількістю переходів в модельованій системі.

Крок 5. За допомогою вбудованого генератора псевдовипадкових рівномірно розподілених значень створюємо випадкове число в інтервалі від 0 до 1.

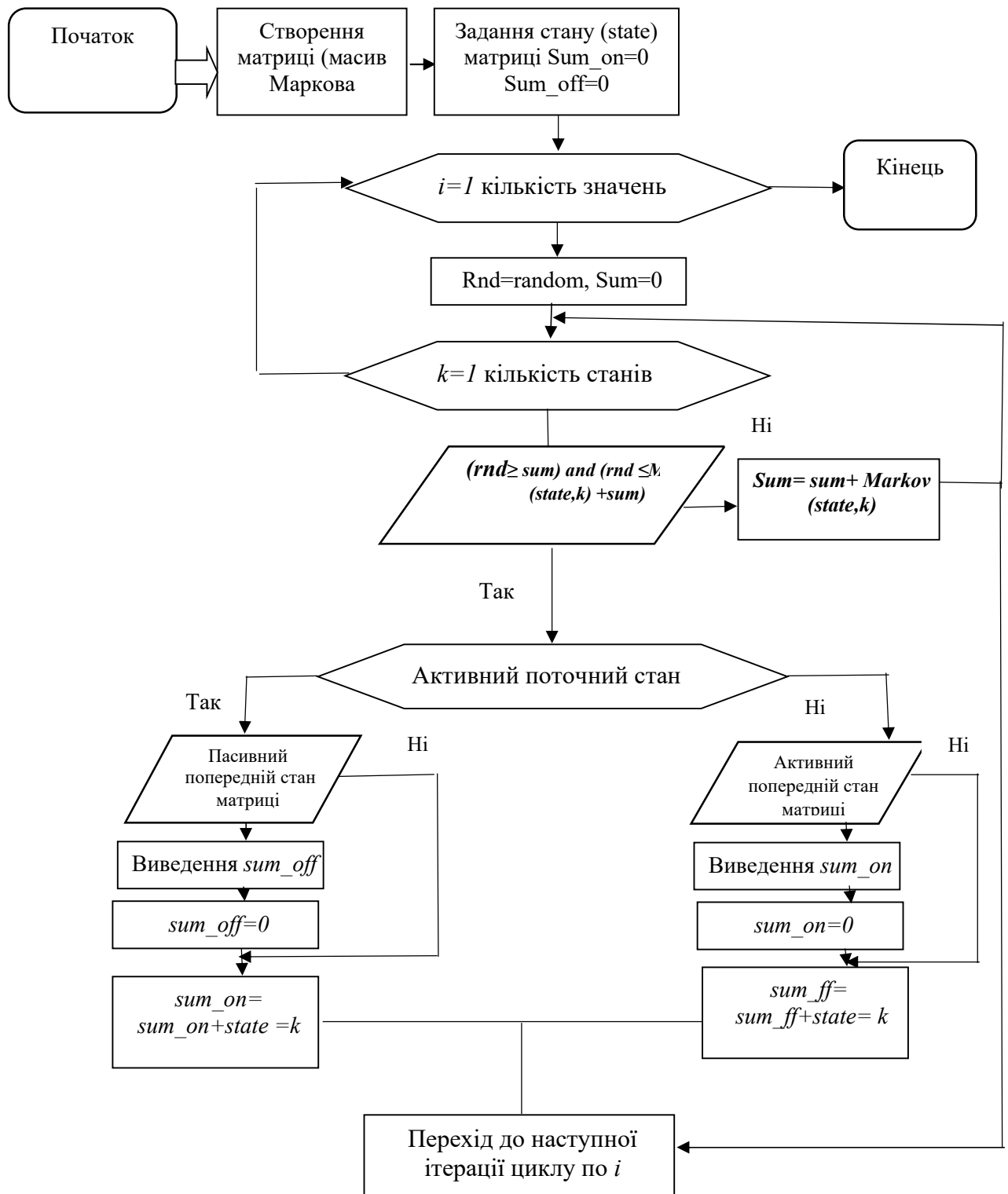


Рис. 3.12. Алгоритм управління інтелектуальною мережею з моделюванням за математичною теорією Маркова

Це випадкове число привласнюється змінній *rnd*. Фактично, в момент генерації цього числа система переходить у наступний стан. Який саме стан обирається, буде визначено наступними діями алгоритму. Також на цьому етапі алгоритму змінна *summa* обнулюється.

Крок 6. Цикл змінної *K*. Кількість повторень відповідає кількості станів в модельованій системі. У даному випадку $= 4$. Цей цикл використовується для визначення, в який саме стан система перейшла в цей момент часу.

Крок 7. Проводиться перевірка, чи потрапило значення *rnd* в стан *K* марківського ланцюга. Для цього залучаються змінні: *summa*, яка накопичує ймовірність всіх станів до стану *K*, та двовимірний масив *markov* [*state*, *k*], в якому зберігається матриця переходів ймовірностей. Якщо *rnd* потрапляє в інтервал ймовірностей, що відповідає стану *K*, тоді ми переходимо до кроку 8; в іншому випадку ми переходимо до кроку 9.

Крок 8. Проводиться перевірка, в якому стані знаходиться процес. Якщо він є активним, то переходимо до кроку 10, якщо пасивним - до кроку 9.

Крок 9. Змінна «*summa*» збільшується на ймовірність перебування в стані "K". Потім переходимо до наступної ітерації циклу в кроці 6.

Крок 10. Проводиться перевірка, чи був попередній стан матриці пасивним. Якщо так, то переходимо до кроку 12. Якщо ні, то переходимо до кроку 16.

Крок 11. Проводиться перевірка, чи був попередній стан матриці активним. Якщо так, то переходимо до кроку 13. Якщо ні, то переходимо до кроку 17.

Крок 12. Перехід до кроку 12 означає завершення OFF-Періоду. У цей момент значення змінної *summa_off* записується у файл.

Крок 13. Перехід до кроку 13 означає завершення ON-Періоду. У цей момент значення змінної *summa_on* записується у файл.

Крок 14. Оскільки OFF-Період завершився, змінна *summa_off* обнулюється, щоб реєструвати інформацію про новий OFF-Період, коли процес стане пасивним.

Крок 15. Оскільки ON-Період завершився, змінна *summa_on* обнулюється, щоб реєструвати інформацію про новий ON-Період, коли процес стане активним.

Крок 16. Перехід до кроку 16 означає продовження або початок нового ON-Періоду. Змінна *summa_on* збільшується, а значення змінної *state* привласнюється значенню параметра циклу *K*.

Крок 17. Перехід до кроку 17 означає продовження або початок нового OFF-Періоду. Змінна *summa_off* збільшується, а значення змінної *state* привласнюється значенню параметра циклу *K*.

Крок 18. Після виконання цього блоку алгоритму система переходить в наступний стан, тому переходимо до наступної ітерації циклу з параметром *i*.

Крок 19. Завершення програми.

Розглянутий метод управління інтелектуальними мережами, який ґрунтується на ухваленні рішень щодо дій на основі накопичення інформації про прийняті рішення. Проведений математичний розрахунок, використовуючи матрицю перехідних ймовірностей та вектор початкових ймовірностей, які відображають когнітивний цикл. На основі цього розрахунку був розроблений алгоритм, який реалізує дану модель. Важливою особливістю цього алгоритму є його спрощена реалізація порівняно з відомими алгоритмами, а також підвищена швидкість взаємодії між окремими елементами інтелектуальними радіосистем завдяки використанню неперервного Марківського процесу.

На основі зовнішніх даних, підсистема прийняття рішень повинна визначати оптимальний метод доступу, враховуючи сигнальний рівень, керувати рівнем радіочастотної потужності, методами модуляції та кодуванням. Згідно з результатами з попереднього розділу, система, яка відповідає всім поставленим вимогам – це певний тип радіальних базисних мереж, а саме – імовірнісну нейронну мережу (PNN). На рис. 3.13 наведено структуру мережі PNN [85].

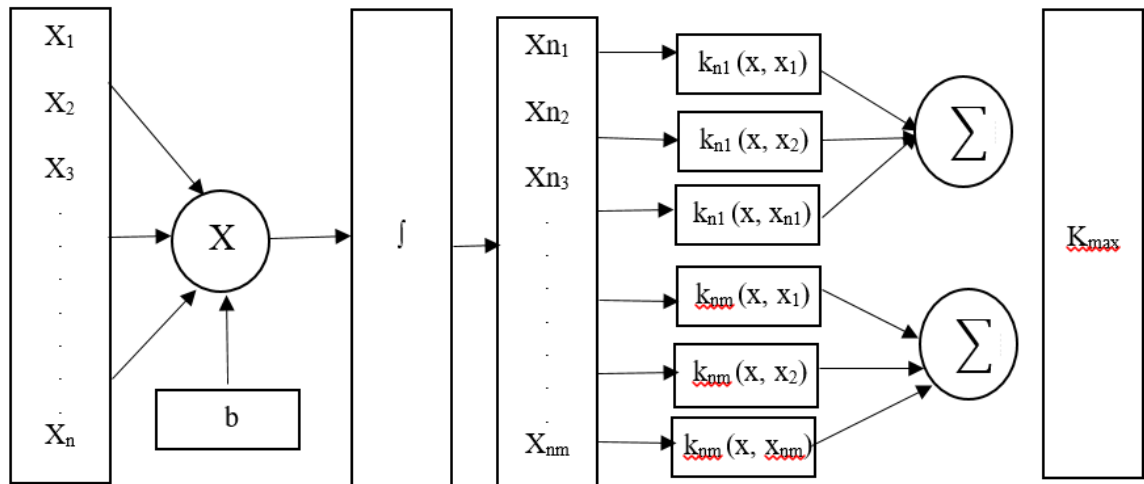


Рис. 3.13 Основні структурні компоненти нейромережі PNN

Архітектура мережі PNN включає два шари. Перший шар базується на архітектурі радіальної базисної мережі, проте використовує конкуруючий шар як вихідний. Конкуруючий шар обчислює ймовірність приналежності вхідного вектора до певного класу. У результаті цього обчислення перший шар асоціює вхідний вектор з класом, ймовірність якого є найвищою. Вхідний конкуруючий шар не виконує обчислень і призначений для приймання і розподілу ознак вхідного вектора. Кількість нейронів у вхідному шарі визначається кількістю ознак вектора X . Шар образів містить по одному нейрону для кожного зразка вхідного вектора з навчальної вибірки. Іншими словами, у випадку, коли навчальна вибірка містить N зразків, шар образів має N нейронів. Вхідний шар і шар образів утворюють повнозв'язну структуру.

Допустимо, що нелінійна залежність представлена як набір пар «вхід-вихід» [175]:

$$(x_i, y_i), i = 1, \dots, M, \quad (3.13)$$

де $x_i = (x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,p})$ – вектор входів;

y_i – вихід i -ої пари;

M – обсяг вибірки.

Шар підсумовування складається з кількох нейронів, кількість яких дорівнює кількості класів, на які розділені вхідні образи. Кожен нейрон у цьому шарі має зв'язки лише з нейронами шару зразків, що відповідають певному класу. У традиційних ймовірнісних нейронних мережах всі ваги зв'язків шару підсумовування встановлюються на одиниці.

Вихідний нейрон виконує роль дискримінатора з пороговим значенням. Він вказує, який нейрон у шарі підсумовування має найвищий вихідний сигнал, і тим самим визначає клас, до якого належить вхідний образ. Ваги зв'язків нейрона вихідного шару налаштовуються так, щоб ідентифікувати нейрон у шарі підсумовування з найбільшою активністю.

Під час керування виконується формування структури ймовірнісної нейронної мережі. Розмірність векторів навчальної вибірки X_i , $i=1, \dots, L$ визначається кількістю нейронів та структурою вхідного шару ймовірнісної нейронної мережі. Загальний розмір L навчальної вибірки X_i , $i=1, \dots, L$ відповідає загальній кількості нейронів у шарі зразків.

Кожен з L зразків, які подаються на вхід мережі, супроводжується вказівкою від вчителя про номер класу k , до якого належить цей вхідний зразок. Послідовність представлення навчальних зразків може бути довільною. Після представлення всіх L векторів навчальної вибірки формується структура та параметри мережі у вигляді матриці. Після цього процес керування ймовірнісної нейронної мережі завершується, і мережа готова для вирішення задач [110].

Під час нормальної роботи мережі на вхід подається вхідний образ X , який не має відомого класу. Спочатку цей образ нормалізується, а потім помножується на матрицю ваг та активізує нейрони в шарі зразків. Кожен нейрон шару зразків видає свій рівень активності $y_i(X)$. Кожен k -ий нейрон шару підсумовування сумує активності $y_i(X)$ всіх нейронів шару зразків, які відповідають класу k . На виході він показує загальний рівень активності для k -го класу, позначений як $y_k(X)$, $k = 1, \dots, M$. Крім того, k -ий нейрон у шарі

підсумовування визначає, який нейрон шару підсумовування має найвищий вихідний сигнал $y^k(X)$. Таким чином, номер k -ого нейрона визначає номер класу k , до якого з більшою ймовірністю належить вхідний образ X .

Параметр впливу b є чинником ефективності PNN і є критичним для неї. Ця величина це якість відновлення щільності та визначає, наскільки гладко розподіляються радіальні базисні функції (РБФ) і, отже, як вони реагують на вхідні дані. За [206] виходить, якщо значення b невелике, то РБФ має різкий спад, і нейрони реагують лише на обмежений діапазон вхідних значень. З іншого боку, при збільшенні параметра b спад РБФ стає більш плавним і кілька нейронів може реагувати на значення вхідного вектора. Оптимальне значення b визначається експериментальним шляхом, забезпечуючи баланс між точністю опису конкретних даних і гладкістю РБФ.

Функція активності k -го нейрона підсумовування визначає значення щільності розподілу ймовірностей для всього k -го класу. В загальному вигляді, ця функція розраховується за формулою [206]:

$$y^k(X) = \frac{1}{N(2\pi)^{\frac{p}{2}} b^p} = \sum e^{\left(\frac{-(x-x_{kj})^T(x-x_{kj})}{2b^2} \right)}, \quad k = 1, \dots, M. \quad (3.14)$$

Було розроблено модель керування середовищем інтелектуального радіо з застосуванням окремого випадку радіальних базисних мереж - ймовірнісної нейромережі PNN (Probabilistic Neural Networks) і апробаційні методи реалізації цього підходу. Ймовірнісні нейромережі мають суттєву перевагу перед аналогами, бо працюють з ймовірнісними розподілами для моделювання невизначеності у вхідних даних. Для визначення ймовірності того, що вхідний зразок належить до k -го класу для нейромережі PNN використовується функція активації, яка розраховується за формулою:

$$a_k(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_k} \exp\left(-\frac{(x-\mu_k)^2}{2\delta_k^2}\right) \quad (3.15)$$

де $a_k(x)$ - активація k -го нейтрона для вхідного зразка X , що вказує на ймовірність того, що зразок належить до k -го класу;

μ_k - середнє значення для k -го класу;

δ_k - стандартне відхилення для k -го класу

Після обчислення всіх ймовірностей обирається клас з найвищою ймовірністю як прогнозований клас для зразка.

В результаті моделювання PNN як підсистеми прийняття рішень в керуванні середовищем інтелектуальної радіосистеми доведено, що ця модель найкраще відповідає реалізації поставлених в роботі наукових завдань і є підґрунтям для розробки методики множинного виявлення користувачів в інтелектуальній телекомунікаційній системі.

3.5 Аналіз результатів досліджень методу управління середовищем інтелектуального радіо з використанням нейромережі

Для створення моделі нейронної мережі PNN був використаний пакет програм MatLab. Для цього були створені чотири області вхідних векторів з нормальним законом розподілу та довільними значеннями. За допомогою стандартних функцій розділів «neural» і «Simulink» було симульовано результуючий вектор, який входить в існуючу множину і не належить навчальній вибірці. Таким чином було сформовано навчальний набір даних.

Для визначення приналежності вхідних векторів до різних класів вхідної множини, використовувалася розріджена матриця зв'язності. Кожен клас визначався за допомогою цієї матриці, яка відображала, до якого класу належать вхідні вектори.

Після цього була створена радіальна базисна мережа з використанням вхідної матриці зв'язності, результуючого вектора, середньоквадратичної помилки рівної 0.1 та параметру впливу, що дорівнює 0,5. Ця мережа використовувалася для керування та модифікації вагових коефіцієнтів та зміщень згідно практичних методів.

У результаті моделювання була сформована матриця зв'язності, яка відповідає вхідному вектору. Потім цей масив матриці зв'язності був перетворений у індекси. Результати значень вхідних і вихідних підмножин були представлені в табл. 3.2 і зображені на рис. 3.14.

З таблиці 3.2 та рисунку 3.14 можна зрозуміти, що мережа складається з 22 нейронів.

Табл. 3.2

Результат функціонування PNN мережі

Перше значення вхідної множини T_c , од	Останнє значення вхідної множини T_c , од	Перше значення вихідної множини T_c , од	Останнє значення вихідної множини T_c , од	Значення ваг, од
0,9421	0,3341	0,7401	0,3233	0,6386
0,937	0,8211	0,8543	0,8013	2,7521
0,4551	0,1173	0,5727	0,1055	2,5307
0,089	0,0334	0,0441	0,1231	2,2387
0,1257	0,1596	0,2225	0,1491	4,3569
1,6291	0,2762	1,6274	0,2664	4,3965
1,7115	0,7245	1,7107	0,7748	0,7429
1,5273	0,4792	1,6232	0,1491	4,7803
0,5317	0,9573	1,4317	0,6669	4,4724
1,9372	0,2681	1,5257	0,1736	0,5471
1,2334	1,6051	1,3485	1,7359	4,3265
0,9045	1,2165	1,6048	1,4869	46901

1,7701	1,4157	1,7733	1,4158	4,5071
1,6881	1,1142	1,9073	1,2661	0,6901
0,4082	0,9483	0,4658	1,3667	43872
0,6126	1,6023	0,5031	1,7005	2,7937
0,8075	1,5127	0,8036	1,4802	2,8312
0,6525	0,8715	0,7639	1,3891	2,4373
0,6313	1,9703	0,6225	1,9834	2,9153
0,9784	1,5373	1,0732	1,3669	0,8953
0,7145	1,3175	0,6072	1,2774	2,6091
0,5722	0,6712	0,5954	1,3991	2,0359

Мережа навчалася протягом 1113 мс, що на 889 мс (в 1,8 рази) швидше за необхідний час, згідно зі стандартом IEEE-802.22 (2000 мс).

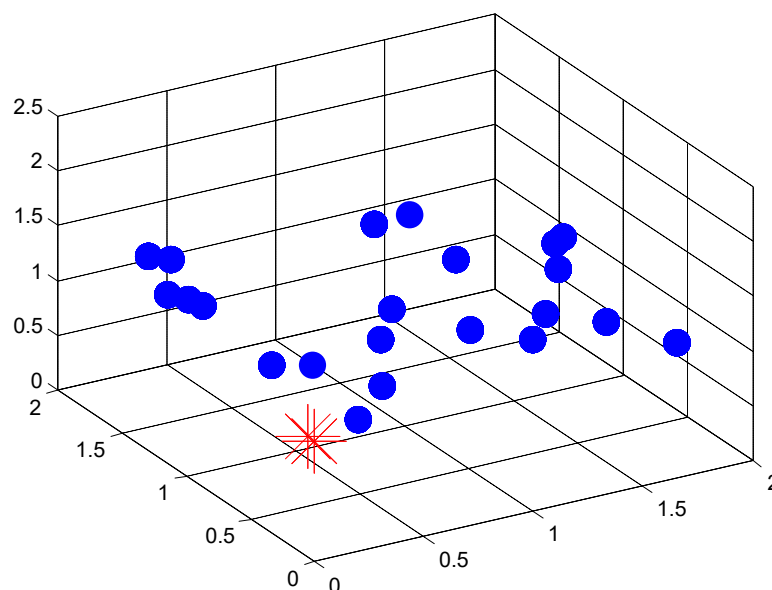


Рис. 3.14 Результати роботи PNN мереж

Величини вхідних і вихідних значень мають невеликі відхилення, а в деяких випадках вони рівні один одному, що свідчить про правильність управління мережею. Мережа розпізнала 4 групи і два вхідних вектори, які належать до однієї з груп. Значення цих векторів позначені зірочками на

рис.3.14 (червона зірочка - належить до наавчальної множини, синя - не належить до навчальної множини), а входять значення масивів даних, позначені крапками.

В результаті аналізу методів управління інтелектуальною радіосистемою з нейромережею можна зробити наступні висновки.

Існуючий метод управління середовищем, який використовує централізований контролер, має надмірну складність програмного та технічного забезпечення для розподілу інформаційних потоків між вузловими елементами мережі [205]. Проведене моделювання вдосконаленого методу, використовуючи середовище Matlab, показало, що цей метод вимагає менше обсягу програмного коду і, відповідно, менше технічних ресурсів. Це підтверджується збільшенням швидкодії мережі в 1,8 рази порівняно зі стандартом інтелектуального радіо, завдяки використанню паралельної обробки інформації.

Децентралізований метод управління середовищем має низьку стійкість до відмов [144]. З іншого боку, вдосконалений метод має потенціал для високої стійкості до відмов. При невігідних умовах моделювання мережі, продуктивність запропонованого методу зменшується незначно.

Пошкодження або відсутність окремих нейронів або їх зв'язків може ускладнити витяг інформації, проте розподілена структура зберігання інформації в нейронній мережі дозволяє стверджувати, що лише серйозні пошкодження структури можуть істотно вплинути на її працездатність. Це підтверджується теоретичними положеннями [144] і результатами моделювання. Тому зниження якості роботи нейронної мережі відбувається повільно.

У методі самоорганізації відсутнє накопичення прийнятих правильних і неправильних рішень. У вдосконаленому методі існує окрема система для збору та зберігання даних і ця інформація використовується для прийняття рішень. У мультиагентних системах збільшується складність та вартість розгортання радіосистеми через зростання масштабованості [196]. У

вдосконаленому методі відсутні механізми для динамічної зміни середовища. Замість цього, цей метод має здатність адаптуватися до змін навколишнього середовища. Наприклад, імовірнісна нейронна мережа, навчена працювати в певних умовах, може швидко адаптуватися до незначних змін вхідних параметрів. Завдяки здатності навчатися на великій кількості прикладів, вдосконалений метод може вирішувати завдання, де невідомі закономірності та зв'язки між вхідними та вихідними даними. У таких випадках традиційні математичні методи та експертні системи не є ефективними.

Даний метод також володіє можливістю функціонувати в умовах великої кількості неінформативних і шумових вхідних сигналів. Немає потреби у попередньому сортуванні цих сигналів; вдосконалений метод може визначити їхню придатність для вирішення завдання і, за необхідності, відкинути їх.

Серед недоліків вдосконаленого методу можна відзначити витрати часу на налаштування, через що мережа спочатку може працювати з помилками і деякими відхиленнями. Також можлива зміна структури нейронної мережі в залежності від змін архітектури WRAN. Проведене дослідження можна розглядати як впровадження навчальних функцій в стандарт IEEE 802.22 шляхом опису архітектури інтелектуальної радіосистеми з використанням нейронної мережі. Крім того, результати досліджень можуть бути корисні при моделюванні мережі IEEE 802.22 та фізичному розгортанні WRAN. У майбутньому для поліпшення характеристик середовища WRAN та забезпечення безвідмовної роботи важливо продовжувати дослідження, спрямовані на розвиток та вдосконалення методів управління середовищем інтелектуального радіо за допомогою нейронних мереж. Крім того, окремі підсистеми запропонованої архітектури також потребують подальшого вивчення. Отримані результати мають важливе самостійне значення і можуть бути використані для модернізації існуючих систем управління WRAN, а також при розробці перспективних інтелектуальних радіосистем.

Висновки за розділом 3

Розроблена архітектура управління середовищем WRAN з нейромережею має свою унікальну особливість, бо кожна базова станція включає нейромережу і взаємодіє з іншими WRAN відповідно до стандарту IEEE 802.22. Зовнішнє оточення мережі може складатися з інших WRANs, і вони можуть взаємодіяти, обмінюючись даними та координуючи розподіл ресурсів. Це забезпечує адаптивні зміни навколишнього середовища і покращує швидкодію в 1,67 рази. Цей результат може бути пояснений тим, що ця архітектура більш відповідає вимогам стандарту IEEE 802.22, порівняно з іншими наявними методами.

Розроблена блок-схема методичного підходу з керуванням середовищем з нейромережею відрізняється тим, що нейромережеві системи управління можуть бути більш гнучко налаштовані під реальні умови, створюючи моделі, що повністю відповідають безпроводовим ІТС. Цей алгоритм використовує гібридну систему керування. Крім того, розроблена блок-схема методичного підходу з керуванням середовищем з нейромережею реалізується на основі окремого випадку радіальних базисних мереж - ймовірнісної нейромережі. Це дозволяє зменшити ймовірність помилки та підвищити швидкодію мережі. Цей результат може бути пояснений тим, що використовується гібридна форма керування та мережа PNN.

Моделювання PNN як підсистеми прийняття рішень в управлінні середовищем інтелектуальної радіосистеми має особливість у тому, що мережа включає один конкуруючий шар та один шар для отримання та розподілу ознак вхідного вектора. Так отримується обмежена кількість нейронів у мережі і швидка реакція на зміни. Доведений факт підтверджує обрану практичним шляхом нейромережу, яка більше відповідає поставленим завданням.

РОЗДІЛ 4

МЕТОД МНОЖИННОГО ВИЯВЛЕННЯ КОРИСТУВАЧІВ МОБІЛЬНИХ ПРИБОРІВ НА ОСНОВІ СТРУКТУРУВАННЯ РОЮ ЧАСТИНОК В ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІЙ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІЙ СИСТЕМІ

Стрімке зростання безпроводового трафіку безперечно призводить до недостатку доступності радіочастотного ресурсу. Законодавство багатьох країн світу контролює доступ до фіксованого радіочастотного спектру і надає його лише користувачам з ліцензією. Але при не використанні радіочастотного спектру, неліцензовані користувачі все одно не отримують доступ до нього. Зрозуміло, що така політика створює низьку щільність використання радіочастотного ресурсу. Щоб розв'язати проблему оптимального використання ресурсів було розроблено технологію безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем – когнітивного радіо [73].

Когнітивне радіо – це передова технологія безпроводових комунікацій, яка використовує інтелектуальний підхід до управління радіочастотним спектром. Когнітивне радіо – безпроводова інтелектуальна телекомунікаційна система - є адаптивною системою, має спектральну ефективність, може автоматично виконувати перемикання між різними частотними діапазонами і широкосмуговими діапазонами для оптимального використання доступного спектру, може виявляти і зменшувати завади, дозволяє мережам автоматично переглядати та змінювати свою топологію для оптимізації комунікаційних можливостей, сприяє безпеці в мережі, може навчатися від середовища і самостійно приймати рішення щодо використання радіочастотного спектру.

Ці характеристики роблять когнітивне радіо, як елемент інтелектуальної телекомунікаційної системи потужним інструментом для оптимізації використання частотного спектру та вирішення проблеми надмірного завантаження радіочастотного ресурсу [129].

З розвитком мобільних пристроїв прийшла епоха нових технологій, однією з яких є Mobile Crowd Sensing and Computing (MCSC) [178]. Ця технологія є новим способом аналізу радіочастотного спектру за допомогою хмарних технологій, що дозволяє користувачам вносити дані про використання своїх мобільних пристроїв в Data -центри. Однак для успішного впровадження MCSC, мобільні пристрої повинні мати датчики аналізу радіочастотного спектру.

Водночас Федеральна комісія зв'язку США прийняла рішення, що база даних геолокації може бути використана користувачами другорядного телевізійного спектру під управлінням центру обміну (FC - fusion center). FC ідентифікує мобільний пристрій і отримує від нього дані для подальшого аналізу. Щоб стимулювати користувачів до використання технології MCSC, Федеральна комісія із зв'язку США надає приємні інcentиви. Взагалі процес використання користувацьких функцій і технологій має назву краудсорсингом.

В рамках даного дослідження передбачено використання краудсорсингу для аналізу радіочастотного спектру за допомогою мобільних пристроїв, призначених для користувачів. В цьому контексті передбачено наявність Data -центрів для збереження даних. Також при дослідженні враховуються фактори впливу на функціонування аналізу радіочастотного спектру. Оскільки задача множинного виявлення є складною і належить до класу NP-hard, було розроблено метод з використання рою частинок для вирішення задач. Результати моделювання показали, що алгоритм реалізації цього методу забезпечує більш високу продуктивність в порівнянні з іншими методами [193].

4.1. Архітектура множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв на основі оптимізації рою частинок

Архітектура системи множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв на основі оптимізації рою частинок полягає в створенні та вдосконаленні системи, яка здатна ефективно виявляти мобільних користувачів

на основі радіочастотного аналізу і використовує алгоритм оптимізації рою частинок для досягнення цієї мети. Розглянемо цей алгоритм більш докладно.

Зробимо припущення, що M – позначає кількість місць, де проводиться аналіз радіочастотного спектру, більше того, за умовами N вказує на кількість доступних каналів для виявлення в точці j . У точці j спостерігаються різні види спотворень: тіньове і багатопроменеве завмирання, а також інші аномалії, які суттєво впливають на результати ідентифікації мобільних користувачів в різних частинах такої локації. Користувачі мобільних пристроїв можуть отримувати різні вимірювання в одному і тому ж місці. Внаслідок цього, місцезнаходження мобільних користувачів можна розділити на кілька підзон або підобластей.

Просторове розташування може бути визначене на основі результатів ідентифікації мобільних користувачів в різних локаціях. У зоні H локації j , $H(j)$ означає наявність принаймні одного доступного каналу передачі даних.

Якщо $H(j) = 0$, то жодного каналу для передачі знайдено не було. У локації j допустимо, що $M(j)$ - це кількість підзон, в яких було знайдено канал хоча б одним мобільним користувачем. Допускається, що $M(j) \leq m(j)$, де $m(j)$ - це загальна кількість підзон в локації j . Припущено, що чим вище значення $M(j)$, тим ефективнішим буде аналіз спектру. При $M(j) = m(j)$ аналіз спектру буде мати максимальний результат. Це доводить, що зростання ефективності аналізу спектру зростає при невеликих значеннях $M(j)$, а при великих значеннях $M(j)$ навпаки зменшується. Визначено, що $E(j)$ - це ефективність аналізу каналу i локації j , тому функція ефективності спектру для задач множинного виявлення буде мати наступний вигляд [144]:

$$\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^{N(j)} \omega_j^i f(i, j), \quad (4.1)$$

де ω_j^i - це невід'ємне вагове значення, за допомогою якого враховуються різні рівні аналізу каналів в кожній локації.

Згідно припущення, функція ефективності аналізу спектру зростає, коли $W(i,j)$ в діапазоні від 0 до $m(j)$ і зменшується, коли $W(i,j)$ зростає.

Для отримання реалістичного аналізу спектру функція ефективності аналізу спектру повинна бути максимальною з врахуванням всіх локальних обмежень каналу i , локації j і порогу, який менший за H . Локальні обмеження представлені у наступному вигляді:

$$f(i,j) \geq H, i \in [1, N(j)], j \in [1, M]. \quad (4.2)$$

Більше того, неможна ігнорувати існування чинників і факторів, обов'язкових для врахування, а саме те, що спочатку для мобільних користувачів необхідно виявити так звану залишкову енергію сигналу. Тільки у разі виконання умови, що залишкова енергія сигналу визначеного мобільного користувача за показником є вищою якогось заданого параметричного порогу, тоді можливе виконання користувачем операції аналізу спектру. За вихідними умовами прийнято, що величина T_h є нормалізованим порогом залишкової енергії, а K – це всі потенційні мобільні користувачі, e_k – це залишкова енергія потенційного мобільного користувача k . У даному випадку, енергетичне обмеження формулою [107]:

$$e_k \geq Th, k \in K. \quad (4.3)$$

Визначено, що величина M - це кількість місць необхідних для аналізу. Умова – тільки потенційні мобільні користувачі, що на даний момент розташовані в локації j мають можливості для здійснення аналізу спектру. Вихідними даними передбачено, що мобільний користувач може здійснювати аналіз тільки одного каналу. Наступною умовою для аналізу є те, що є локація j $K(j)$ – яка описує набір мобільних користувачів, а $n(j)$ – це кількість потенційних мобільних користувачів, і $N(j)$ – це кількість каналів. Для

мобільних користувачів $k \in K(j)$, $x_{ki} = 1$ така ситуація означає, що при виконанні умов аналізу, канал i має бути виявлено потенційним мобільним користувачем k . З врахування того, що користувач може аналізувати тільки один канал, визначені обмеження можна описати формулою:

$$\sum_{k \in K(j)} \sum_{i=1}^{N(j)} x_{ki} \leq n(j). \quad (4.4)$$

За добре відпрацьованою схемою передбачається, що FC буде сплачувати рахунки тих користувачів мобільних пристроїв, які намагаються проводити аналіз спектру частот. Звісно, що оператори зв'язку на попередньому етапі затверджують витратність такого множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв, і вона для них повинна перебувати у діапазоні з прийнятною маржою. Припущено, що значення C – це максимальна ціна, яку сплачує користувач мобільного пристрою за аналіз спектру, а c_k – це вартість одного користувача, при виконанні умови, що $k \in K(j)$. Таку залежність можна описати за формулою:

$$\sum_{j=1}^M \sum_{k \in K(j)} c_k \sum_{i=1}^{N(j)} x_{ki} \leq C. \quad (4.5)$$

Найбільш прийнятний розподіл користувачів мобільних пристроїв при множинному виявленні можна описати функціональною залежністю [164]:

$$\max \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^{N(j)} \omega_j^i f(i, j), \quad (4.6)$$

Обов'язковою умовою є: $f(i, j) \geq H$ $i \in [1, N(j)]$, $j \in [1, M]$, $e_k \geq Th$, $k \in K$.

Рис. 4.1 демонструє наочний приклад потенційного розподілу користувачів мобільних пристроїв для їх множинного виявлення.

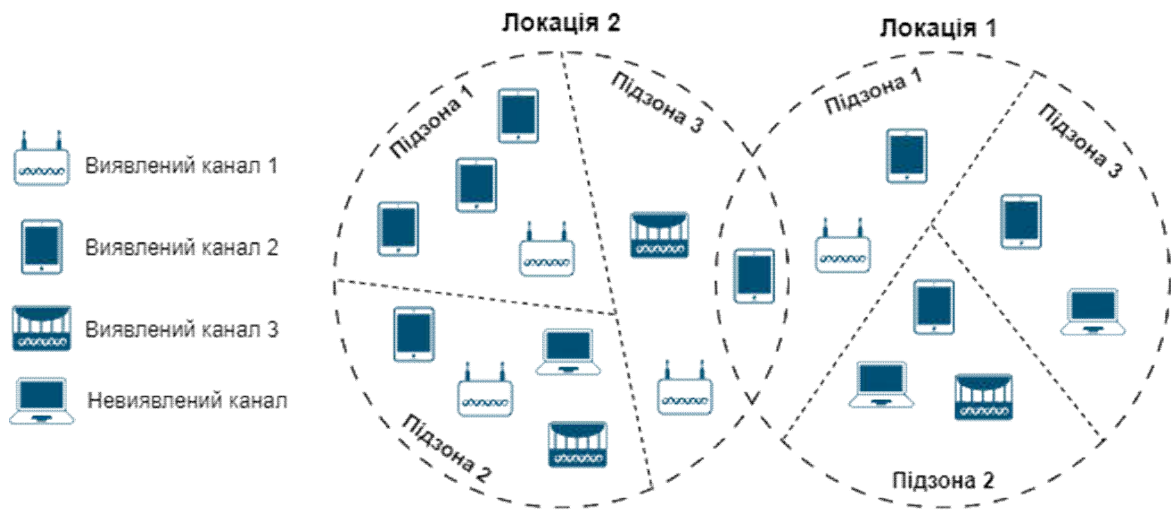


Рис. 4.1 Приклад типової архітектури множинного виявлення

У показаній ситуації, мережа має три канали і дві локації, які умовно поділяються, у свою чергу, на три підзони. Користувачі мобільних пристроїв, знаходячись в різних підзонах обслуговування, можуть отримувати дещо різні результати аналізу одного і того ж каналу, тобто значення вимірювань. Більше того, в реальних умовах, деякі користувачі мобільних пристроїв просто не зможуть здійснювати вимірювання спектру, через наступні фактори: наявність обмежень в визначеній локальній зоні, необхідність сплачувати високу ціну за запит, або у разі недостатньої залишкової енергії. Однак, їх даними можна знехтувати, бо вони не вплинуть на загальну картину дослідження, а інші користувачі, які можуть здійснювати аналіз оцінюються за формулою [73]:

$$\sum_{k \in K(j)} \sum_{i=1}^{N(j)} x_{ki} \leq n(j),$$

$$\sum_{j=1}^M \sum_{k \in K(j)} c_k \sum_{i=1}^{N(j)} x_{ki} \leq C, \quad (4.7)$$

$$\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^{N(j)} \omega_j^i = 1.$$

При виконанні умов за формулою 4.7 мобільні користувачі отримують найкращий варіант співвідношення за вартістю і залишковою енергією.

4.1.1 Аналіз механізмів контролю керування доступом мобільних користувачів до середовища

Аналіз інструментів контролю за доступом мобільних користувачів до середовища здійснюється за спадним процесом синхронізації, який обов'язковий для виконання кожним СРЕ. Тобто в реальних умовах, усі СРЕ мають пройти процес синхронізації з BS.

Для виконання процесу спадної синхронізації використовують преамбули фрейму і суперкадр. На практиці цей процес дає СРЕ необхідну кількість часу для синхронізації опорного локального синхрогенератора в BS з годинником СРЕ. Така синхронізація дозволяє одержувати інформацію від BS у правильному вигляді та за правильними умовами. Інформація, що отримується в результаті, містить синхронізацію висхідних можливостей трафіка для СРЕ. Висхідна синхронізація повністю гарантує вихід всіх передавачів з тої BS, з якою СРЕ мають зв'язок в допустимих межах $\pm 25\%$ найкоротшого циклічного префікса, тобто іншими словами $\pm 2.333 \mu\text{s}$ або ± 16 періодів вибірки [208].

Генератор генерує визначені двійкові коди псевдовипадкових послідовностей (рис. 4.2).

На рисунку наочно продемонстровано поліноміальний генератор: $1, x^1, x^4, x^7, x^{15}$, в якого за умовами повинні встановлюватись молодші значущі 7 бітів BS_ID [99].

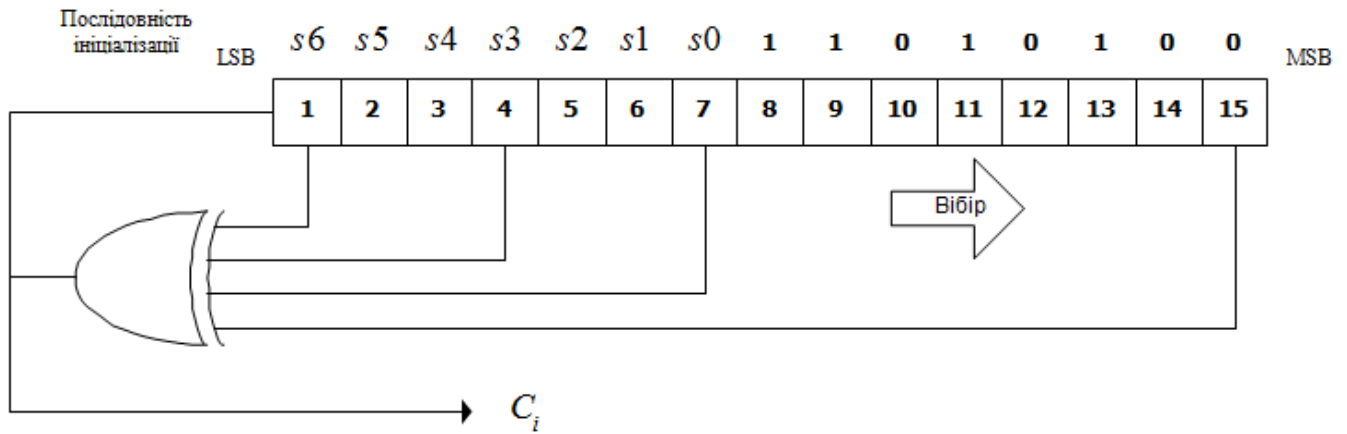


Рис. 4.2 Генератор імпульсів для генерації об'єктного коду

Подібний діапазон кодування необхідно відтворити у каналі для передачі трьох символів OFDM та змоделювати з метою забезпечення безперервності фази між двома послідовними символами за допомогою фазового обертання з застосуванням індексів: піднесучого сигналу та символу. Подібний початковий діапазон передачі, показаний на рисунку 4.3 [211].

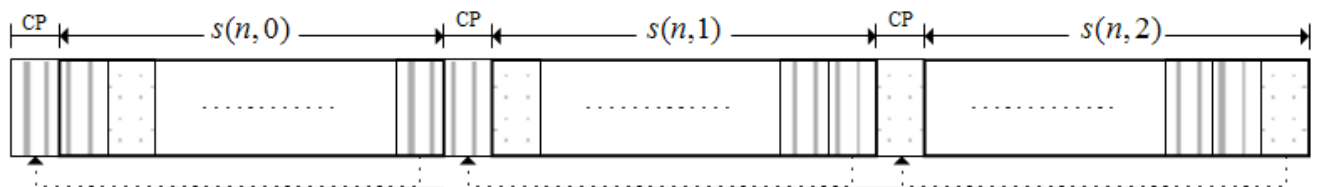


Рис. 4.3 Діапазон передач з трьома послідовними символами OFDM

Керування живленням передачі (TPC) має підтримувати стандарт WRAN. Завдяки цьому скорочується процес передачі EIRP в CPE до найбільш низьких рівнів, що, в свою чергу дозволяє мінімізувати інтерференцію сигналів мобільних користувачів. Для мінімізації динамічного діапазону між потенційними постачальниками послуг, які отримуються від базової станції при безпосередній близькості CPE, CPE передає EIRP контроль над процесом зразкового розташування.

Задачею передавача є підтримка керування визначеним рівнем потужності, а саме в діапазоні хоча б в 60 дБ із дозволом (іншими словами

розміром кроку) 0.5 дБ. Точність EIRP має бути на рівні ± 1.5 дБ. У такому випадку при рівні не менше ніж 10 дБ буде відбуватись умова, що межа живлення ± 0.5 дБ, тобто не нижче максимальної можливої регулюючої. Відношення між переданим EIRP (Effective Isotropic Radiated Power) і поданою потужністю живлення на антену встановлюється в пристрої за допомогою визначення максимального підсилення антени для кожного каналу, на якому пристрій може працювати.

Формула для розрахунку EIRP MAX (максимальної ефективної ізотропної випроміненої потужності) виглядає так:

$$\text{EIRP MAX (dBm)} = \text{Максимальна потужність передачі (dBm)} + \text{Максимальне антенне підсилення для конкретного каналу (dBi)}.$$

Це антенне підсилення повинно відповідати наступним вимогам і обмеженням:

1. Регуляторні обмеження. Антена повинна відповідати обмеженням, встановленим в регуляторних стандартах і нормах, які обмежують максимальне антенне підсилення для безпеки та забезпечення спектральної ефективності.

2. Допустимі частотні діапазони: Підсилення антени повинно бути в межах дозволеного діапазону для кожного конкретного каналу, на якому працює пристрій.

3. Специфікації виробника. Виробник може вказати обмеження щодо антенного підсилення для пристрою в інструкціях з експлуатації або документації.

Завдяки цим вимогам та обмеженням, забезпечується правильний розрахунок та обмеження антенного підсилення для кожного каналу, з яким може працювати пристрій, що гарантує відповідність регуляторним вимогам та нормам.

В реальних умовах, неінтегровані антени мають зберігати свій індекс максимальної спрямованості в дБі для кожного каналу, відповідаючи при цьому запитам пристрою. Більше того одночасно передбачається, що втрати при з'єднанні з антенною дорівнюватимуть 0 дБ. Так ситуація вказує на мінімальні

кабельні втрати між приладом CPE і його антеною. Якщо отримуються втрати такого рівня, то вони повинні мінімізуватись для забезпечення можливості CPE досягнути максимального значення EIRP (наприклад, 4 Вт).

Для кожного каналу повинен підтримуватись алгоритм керування живлення з ініціалізацією через початкове розташування та корекційною процедурою, яка повинна виконуватись без втрати даних. У свою чергу, до базової станції (BS) висуваються умови, що вона повинна бути здатна здійснювати точні вимірювання живлення отриманого пакетного сигналу [140].

Процедури та вимоги для забезпечення ефективного використання неінтегрованих антен та збереження їх спрямованості для підтримки максимальної передачі потужності на кожному каналі можна описати системою рівнянь [140]:

$$\begin{aligned} P_{tmp} &= P_{last} + (CNR_{new} - CNR_{last}) + Offset \\ P_{tot} &= P_{tmp} + 10\log(N_{new}) \\ P_{new} &= \begin{cases} P_{tmp}, & \text{якщо } P_{tot} < P_{max} \end{cases} \end{aligned} \quad (4.8)$$

де P_{max} - допущений максимум, який було передано EIRP на поточному операційному каналі;

P_{tmp} - значення тимчасової переданої щільності EIRP піднесучого сигналу;

P_{tot} - значення часової загальної кількості переданого EIRP;

Cnr_{new} - значення нормалізованого CNR нового рівня модуляції/FEC, яке було проінструктовано UIUC;

Cnr_{last} - значення нормалізованого CNR останнього рівня модуляції/FEC, який було використано;

P_{range} - значення щільності EIRP піднесучого сигналу, яким позначається повідомленням MAC від BS;

$P_{last} - P_{range}$ - отримане первинне повідомлення MAC для використаної модуляції;

P_{new} – значення щільності EIRP піднесучого сигналу, для використання поточної пакетної передачі.

Пристрій CRE повинен бути відрегульований виробником таким чином, щоб фактична щільність EIRP (Effective Isotropic Radiated Power), яка передається CRE, відповідала рівню, позначеному змінною Prange, з точністю до 0.5 дБ. За замовчуванням, нормалізований CNR (Carrier to Noise Ratio – співвідношення несигнал/шум) оцінюється за допомогою двійкових надточних кодів, за винятком використання коду CDMA, який описаний у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1

Нормалізований CNR за допомогою модуляції BER= 2×10^{-4}

Модуляція	Нормалізований CNR (dB)	
	AWGN(за замовчуванням)	Багатопроменевий канал
CDMA code	1.2	5
QPSK, рівень: 1/2	4.3	8.1
QPSK, рівень: 2/3	6.1	11.6
QPSK, рівень: 3/4	7.1	14.0
QPSK, рівень: 5/6	8.1	17.8
16-QAM, рівень: 1/2	10.2	14.8
16-QAM, рівень: 2/3	12.4	20.3
16-QAM, рівень: 3/4	13.5	24.6
16-QAM, рівень: 5/6	14.8	28.6
64-QAM, рівень: 1/2	15.6	20.5
64-QAM, рівень: 2/3	18.3	26.2
64-QAM, рівень: 3/4	19.7	31.8
64-QAM, рівень: 5/6	20.9	40.4

Представлені в таблиці значення, однак, можуть бути змінені або перевизначені базовою станцією (BS) за допомогою відповідного повідомлення.

Це вказує на необхідність налагодження CRE таким чином, щоб його передача EIRP відповідала певному рівню, з точністю до 0.5 дБ, і використовувала визначені методи оцінки співвідношення несигнал/шум

(CNR), які можуть бути стандартними за замовчуванням або можуть бути змінені на BS. [137].

4.1.2 Методи віртуалізації і масштабування в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах

Віртуалізація та масштабування процесів активно розширюють свої можливості в різних галузях і сферах життєдіяльності. Однією з таких галузей є так звані віртуальні компанії, що дуже стрімко розвиваються у сьогоденні. У якості наочного прикладу можна згадати віртуальних операторів мобільного зв'язку (MVNO), які мають безліч численних переваг порівняно з традиційними операторами зв'язку, але для обслуговування власних абонентів користуються «чужими» мережами. Перспектива такого способу бізнесу очевидна, бо дозволяє створювати найкращий з можливих варіантів підключення для абонентів в їх місцях перебування, за рахунок використання віртуальних сервісів.

У недалекому майбутньому можлива ситуація, коли інфраструктура мережі мобільного зв'язку більше не буде власністю операторів (повністю або частково) і тоді функції операторів зв'язку будуть мати більш логічний характер. Перехід до такої моделі обслуговування користувачів в перспективі може стосуватися не тільки абонентського рівня, але й програмного рівня, тобто розробки відкритого програмного забезпечення, операційних систем, та мережевих технологій [213].

Однак, проблемою реалізації такої бізнес схеми буде час, бо у обмежені терміни треба буде узгодити стандарти, модернізувати обладнання, створити soft, у тому числі забезпечуючий захист інформації. Все це ускладнює і те, що в сучасних мережах безпроводового доступу є визначені проблеми, а саме: зберігання даних (створення системи бази даних), ізолювання всіх внутрішніх процесів, збереження стану інформаційних даних та їх відновлення по потребі у певний термін часу, гнучка аутентифікація та авторизація, об'єднання процесів

за логікою дії або іншими процесами; контроль за доступом і керуванням системами і мережами, а також ефективний розподіл привілеїв за групами.

Все це демонструє гостру необхідність в сучасних системах безпроводового зв'язку аналізу і оцінки технологій віртуалізації та масштабування. Сучасний мобільний зв'язок надзвичайно важливий для впровадження віртуалізації та масштабування систем. Ці технології дозволяють операторам мобільного зв'язку:

1. Розширювати мережі та частотні ресурси за потребою.
2. Розподіляти частотні ресурси з урахуванням потреби та ефективності.
3. Максимізувати використання частотних ресурсів.
4. Забезпечувати надійність та стійкість сервісів та послуг.
5. Використовувати інтелектуальні та децентралізовані системи.

Крім того, впровадження віртуалізації в сучасний бізнес простір дозволяє зменшити кількість необхідного обладнання в мережі операторів мобільного зв'язку. Це сприяє зниженню споживання енергії і зменшенню рівня загальних фінансових витрат, пов'язаних з будівництвом мережевої інфраструктури [72].

Отже, основними цілями віртуалізації мережевої інфраструктури є: зменшення операційних витрат, ефективне використання енергії, підвищення спектральної ефективності, підтримка декількох стандартів радіодоступу на відкритій платформі, швидке впровадження нових послуг, покращення якості сервісу обслуговування абонентів. Архітектура хмарної платформи, яка є центральною частиною віртуалізації представлена на рис. 4.4 [171].

До базових компонентів цієї платформи належить: наявність віртуальної машини, чітко розподілені сховища, для забезпечення потенційних відмов, soft забезпечення для автоматизації операцій у фоновому режимі, рівномірний розподіл навантаження та масштабування, тобто оптимальна система управління структурою; наявність шлюзу програмного забезпечення.



Рис. 4.4 Схема типової архітектури хмарних систем

Діаграма потреб користувачів в доступних хмарних технологіях представлена на рис. 4.5.

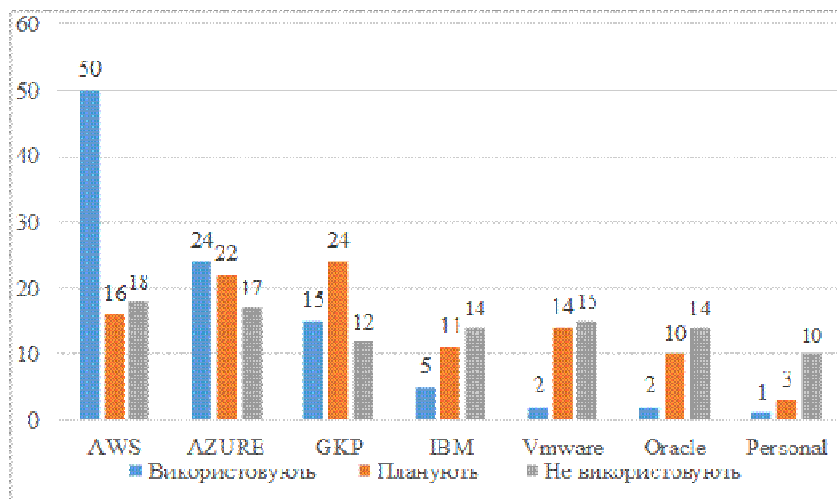


Рис. 4.5 Діаграма потреб користувачів у хмарних технологіях, %

Сучасна хмарна інфраструктура містить в собі різні типи хмарних послуг, які можна розділити на трійку основних категорій лідерів, а саме: - інфраструктура IaaS як послуга, платформа PaaS як послуга і програмне забезпечення SaaS як послуга.

1. Інфраструктура IAAS як послуга. Ця категорія послуг передбачає надання своїм користувачам для використання наявні обчислювальні ресурси. Користувачі мають змогу управляти операційною системою та софтом, але не мають можливості контролювати фізичну інфраструктуру хмари.

2. Платформа PaaS як послуга. Це категорія послуг, яка служить для розгортання такого програмного забезпечення, який використовує ті інструменти, що підтримуються провайдером. Користувач не керує хмарною інфраструктурою, а лише використовує систему для запуску свого програмного забезпечення.

3. Програмне забезпечення SaaS як послуга. В цій категорії надаються послуги у вигляді софту, який використовується в хмарній інфраструктурі провайдера. Користувач може працювати на будь-яких пристроях і використовувати бажане програмне забезпечення, але не має змоги налаштовувати його параметри. Вибір доступу до визначеної моделі обслуговування залежить від потреб користувача. Наприклад, SaaS може бути зручним для користувачів, які не хочуть займатися технічним обслуговуванням і налаштуванням.

У сучасному мобільному зв'язку є дві актуальні технології для модернізації і спрощення мережі - це віртуалізація будь-яких функцій мережі (NFV) і мережі з програмною конфігурацією (SDN). Обидві ці технології мають багато переваг, найвагоміші з них: швидкий рівень запуск нових послуг (TVO) і зменшення рівня витрат (TCO) [171].

Основна ідея програмно-визначених мереж (SDN) полягає в розділенні управлінського рівня (Control Plane) від рівня передачі трафіку (Data Flow Data). У системі SDN (рис. 4.6) функції управління трафіком зосереджуються на загальному контролері, тоді як комутатори і маршрутизатори залишаються здатними тільки передавати трафік.

Така схема значно спрощує систему керування мережею та забезпечує більш високий рівень гнучкості, продуктивності і ефективності управління [73].

На практиці взаємодію контролера з мережевими пристроями реалізує базовий елемент системи SDN, а саме – протокол управління процесом обробки даних.

Сучасні системи SND (Software-Defined Networking) дійсно дозволяють управляти будь-якою мережею, складеною з різних пристроїв від зовсім різних виробників завдяки одному логічному комутатору через централізований контролер.

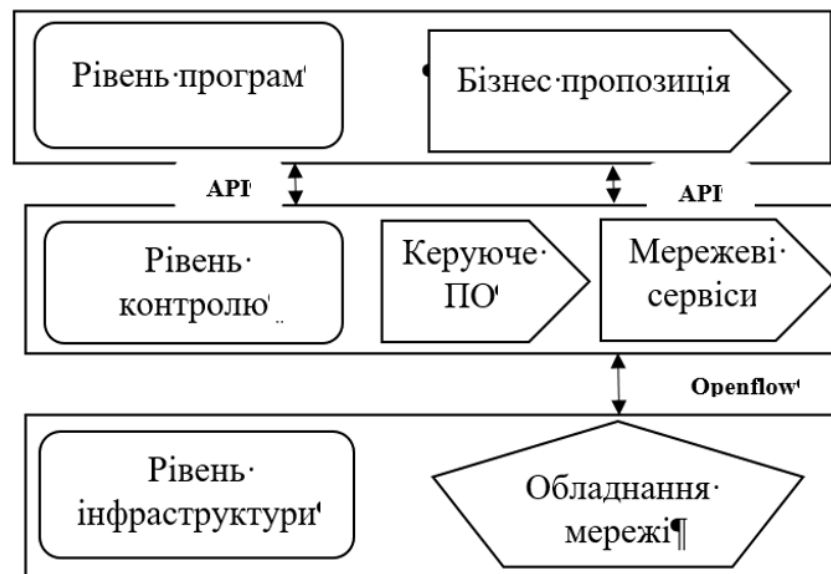


Рис. 4.6. Головні елементи системи SDN

Це робить таке мережеве управління більш гнучким, виробничо потужним і ефективним. Базові переваги SDN включають:

1. Мінімізацію часу запуску застосунків: можливість швидко впроваджувати нові застосунки і послуги без необхідності змінювати апаратне обладнання.

2. Значне збільшення рівня надійності і стабільності безпеки в мережі. Керування централізованими системами завжди дозволяє швидко виявляти та гнучко реагувати на загрози безпеки.

3. Система централізованого управління. Забезпечує високий рівень гнучкості і контролю над мережею.

4. Оптимізація рівня витрат на управління мережевими ресурсами. Це реалізується за рахунок оптимізації процесів менеджменту.

Іншою важливою складовою сучасних процесів є віртуалізація мережевих функцій (NFV). Головною метою NFV є реалізація мережевих функцій і надання послуг користувачам програмним способом, замість використання окремого обладнання. Це дозволяє одному й тому самому обладнанню виконувати різні функції, що раніше вимагали встановлення окремого обладнання для реалізації кожної окремої функції. Такий підхід допомагає спростити реалізацію віртуальних мобільних операторів (MVNO) та більш продуктивно використовувати мережеві ресурси.

Щодо NFV, то віртуалізація може бути реалізована як в ядрі мережі (наприклад, EPC/SAE), так і безпосередньо в самій мережі безпроводового доступу (RAN). Віртуалізація RAN може ускладнювати технологічні процеси, але це окупається, бо вона з часом призводить до більшого рівня ефективності розгортання та управління мережею. Технології, такі як координація прийому і передачі (COMP), подвійне з'єднання (Dual Connectivity) та координація завод і перешкод (eICIC), стають важливими для взаємодії базових станцій в такій віртуалізованій мережі як RAN.

Базовою ідеєю архітектури NFV є функціональна віртуалізація елементів мережі (VNF). Такі елементи можуть бути реалізовані як у якості віртуальних машин або окремих контейнерів і їх можна розгортати за користувацьким запитом для виконання різноманітних функцій мережі. Оркестрація послуг дозволяє кластерувати віртуальні ресурси для різних типів застосунків і є ключовим базовим елементом NFV [96].

Існують дві моделі розгортання NFV:

1. Централізована віртуалізація: Обладнання розміщується в центрі обробки даних (ЦОД), що забезпечує централізований контроль над ресурсами.

2. Розподілена (D-NFV) віртуалізація. У даному випадку віртуальні функції можуть розгортатися в будь-якій точці мережі, у тому числі, включаючи точки оператора і обладнання абонентів.

Обираючи модель, оператори можуть досягти більшого рівні гнучкості та продуктивності в управлінні своєю мережею. Термін фронтхолінг (fronthauling) описує сутність процесу транспортування радіосигналів в місця їх централізованої обробки та реалізації даних хмари для мобільної широкопasmугової передачі даних (ШПД). Процес показано на рис 4.7.

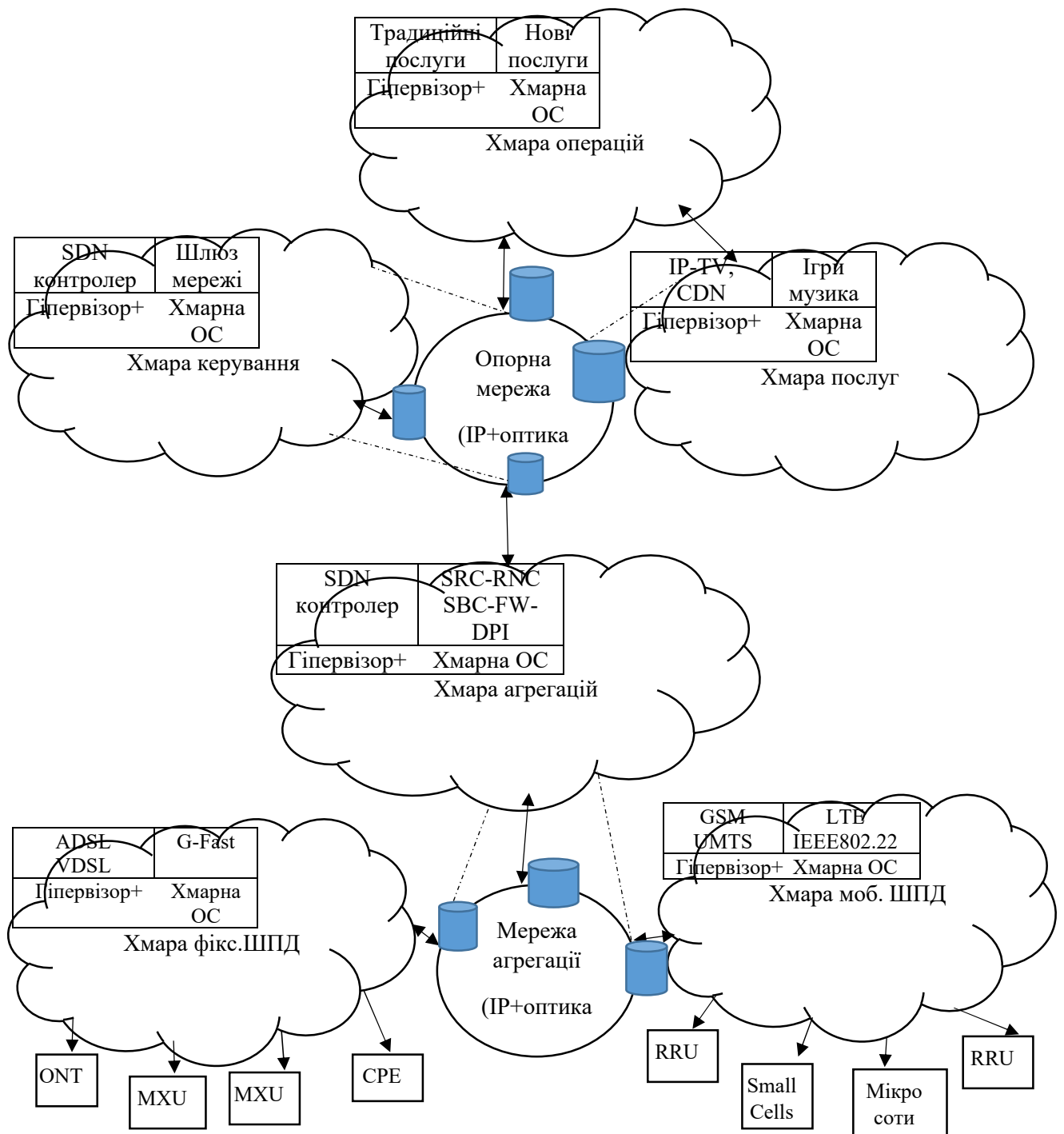


Рис. 4.7 Хмарна архітектура мережі оператора SDN / NFV

Застосування стандартизованого загального відкритого радіоінтерфейсу (CPRI) між процесорним блоком і радіопередавачем є важливим компонентом сучасних систем віртуалізації і масштабування в мобільному зв'язку [205]. До переваг цих систем належать [132]:

- здатність швидко впроваджувати нові мережі і додатки,
- можливість легко запускати, оновлювати, відключати функції мережі, що дозволяє операторам адаптувати свою інфраструктуру до змінних потреб,
- можливості з об'єднання різних мережевих функцій на одній і тій же платформі, що спрощує управління та зменшує витрати;
- оптимізація ресурсів і можливості зменшення витрат на дороговартісне обладнання;
- легке масштабування послуги відповідно до збільшення попиту користувачів мобільних пристроїв;
- можливість проводити модернізацію мережі у реальному часі, що допомагає операторам залишатися конкурентоспроможними в швидкозмінному середовищі мобільного зв'язку.

Ці переваги роблять системи віртуалізації і масштабування незамінними для ефективного керування та динамічного розвитку мереж мобільного зв'язку.

Сучасна віртуалізована модель мережі мобільного зв'язку має вигляд наступних бізнес процесів. Реалізація функцій управління розподілом радіо-ресурсів в мережі радіодоступу, зокрема стандартів IEEE 802.22.2 та LTE, у вигляді програмної мережі WRAN є важливим кроком у розвитку мережевих технологій. Основні аспекти цієї реалізації містять такі складові:

1. Створення віртуальної програмної мережі WRAN. Це дозволяє об'єднати всі необхідні елементи мережі та програмне обладнання у єдину інфраструктуру.

2. Використання високонавантажених центрів обробки даних (ЦОД) є ключовим для забезпечення високої продуктивності та доступності всіх програмних функцій та сервісів в мережі.

3. Застосування одного централізованого контролера або його реплікації для управління всією мережею дозволяє відстежувати та керувати станом всієї мережі ефективніше.

4. Розгортання мобільних та мережевих додатків на ЦОД операторів дозволяє досягати високої продуктивності та швидкості обробки даних.

5. Реалізація стандартних програмних інтерфейсів дозволяє мобільним додаткам та сервісам клієнтів взаємодіяти з мережею мобільного зв'язку без проблем і сприяє інтеграції різних рішень.

Як видно з вищенаведеного опису, поступово зникає таке поняття як «класичний оператор мобільного зв'язку», який є власником технічної інфраструктури обслуговування. У сучасній мережі мобільний оператор є хазяїном soft-у віртуальної інфраструктури і лише невеликої реальної частини, яка існує поза хмарою. Процес реалізації архітектури хмарної інфраструктури на практиці представлений на рис. 4.8 [202].

Розглянемо варіант розподілу частотного спектру між різними віртуальними операторами на основі різних типів контрактів [144]. В такій структурі постачальникам інфраструктури пропонуються чотири типи контрактів для виділення частотного спектру:

1. Оператор має фіксовану смугу частот, незалежно від того, чи використовує він її повністю.

2. Оператор отримує смугу частот відповідно до своєї фактичної потреби.

3. Оператор отримує смугу частот з мінімальними гарантіями і ця смуга виділяється навіть у випадку, коли оператор не використовує її повністю.

4. Оператору присвоюється будь-яка доступна в даний момент смуга частот і він не гарантує високий рівень якості обслуговування і стабільність швидкості при передачі трафіку.

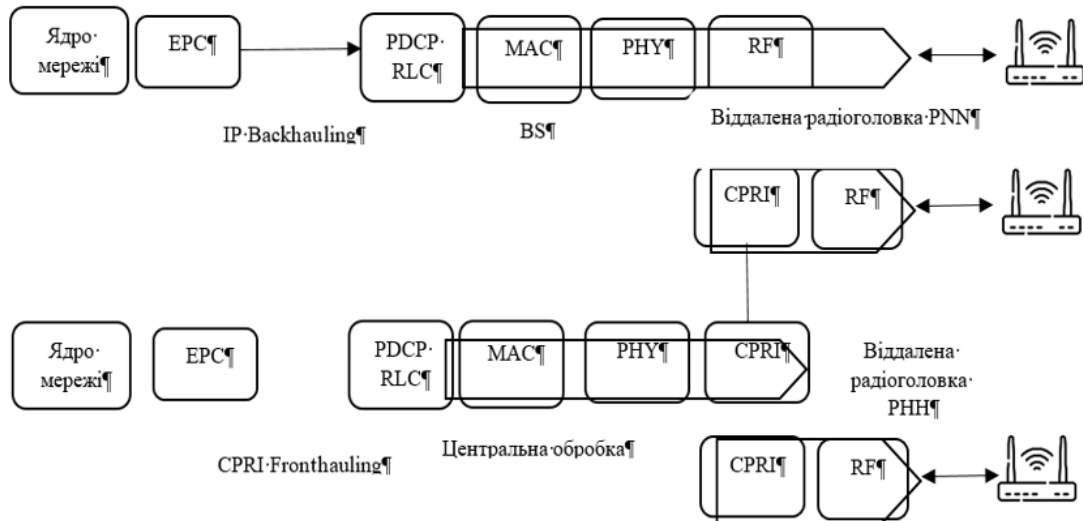


Рис. 4.8. Хмарна архітектура інфраструктури RAN

Для розподілу частотного спектру гіпервізор використовує оцінку необхідної пропускної здатності. У випадку контрактів типу 2 ця оцінка служить фактичною смугою, яку отримує оператор одночасно з обмеженням верхньої межі смуги. Для контрактів типу 3 і 4 спочатку виділяються фізичні ресурси (PRB) для мобільних операторів типу 3, а вже на другому етапі йде розподіл їх між операторами типу 3 та 4. Розподіл частотного спектру базується на факторі справедливості і обчислюється за формулою [133].

$$F_i = E_i(N)/E_{total}, \quad (4.9)$$

де F_i – значення фактора (чинника) «справедливості» оператора i ,

$E_i(N)$ – оцінка PRB оператора i ,

E_{total} – max значення оцінки PR за всіма визначеними операторам,

$$E_{total} = \sum_{i=1}^K E_i(N). \quad (4.10)$$

Кількість PRB, які було потенційно виділено для віртуального оператора типу i розраховується за допомогою формули [194]:

$$PRBsAlloc_i = \text{int}(FixLeftPRBs), \quad (4.11)$$

де int - цілочисельна функція,

$LeftPRBs_s$ – це деяке число PRB, яке описує користувачів, залишених для операторів i ліцензованих за контрактом 1 типу с зафіксованими гарантіями.

4.1.3. Модель оцінки якості обслуговування керування доступом користувачів мобільних пристроїв до середовища

При необхідності моделювання процесу оцінки якості обслуговування доступом користувачів до потрібної мережі, MAC має ухвалити модель сервісного обслуговування QoS як це описує і визначає стандарт IEEE 802.16-2009. Протокол IEEE 802.16-2009 структурує і описує основні поняття зв'язаних між собою QoS і описує виконання наступних процедур, а саме: процес складання плану для сервісу QoS, динаміку встановлення QoS, а також модель активація з двох фаз. До сервісу QoS пред'являють наступні умови і вимоги [88]:

1. Конфігурація та реєстрація. Їх основним призначенням є попереднє і підсумкове конфігурування потоків сервісу QoS, налаштування визначених параметрів трафіку, які базуються на системі CPE.

2. Сигнальна функція. Дозволяє динамічно налаштовувати параметри QoS та характеристики трафіку, необхідні для підтримки сервісу.

3. Використання планування MAC та параметрів трафіку QoS для потоків сервісу на вході.

4. Використання параметрів трафіку QoS для потоків сервісу на вході.

Транспортна служба MAC це і є сервісний потік, який забезпечує односпрямований транспорт пакетів, що в свою чергу включає до 15 вхідних

пакетів, переданих CPE, або вихідних пакетів, переданих BS. Різні параметри QoS характеризують потік сервісу. До них належать: затримка і гарантована пропускна здатність. Модель авторизації діапазонів експлуатації представлена на рисунку 4.9 [167].

Кожен об'єкт включає безліч атрибутів. Атрибути помічаються «*», мають різні назви, які відрізняють їх один від одного. Додаткові атрибутів моделі позначаються дужками.

Користувацькі дані, які передаються через інтерфейс MAC, представляються за допомогою SAP (Service Access Point) MAC процесу CS (Conversion Sublayer). Інформація, яка передається через SAP MAC, містить в собі ідентифікатор потоку (SID). Ідентифікатор з'єднання формує встановлення зв'язку між SID та ідентифікатором функції (FID), за допомогою якого передається інформація.

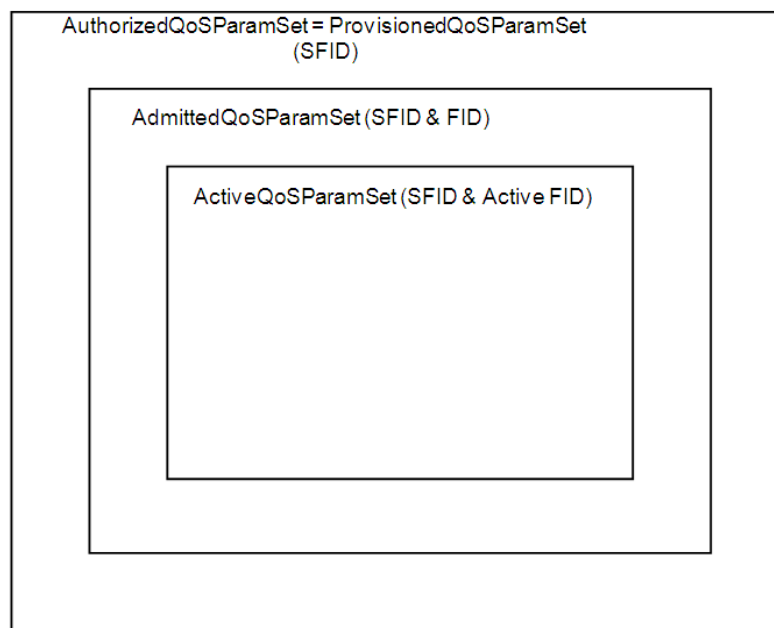


Рис. 4.9 Модель авторизації безпечних діапазонів режимів

Динамічна модель авторизації показана на рисунку 4.10 [202].

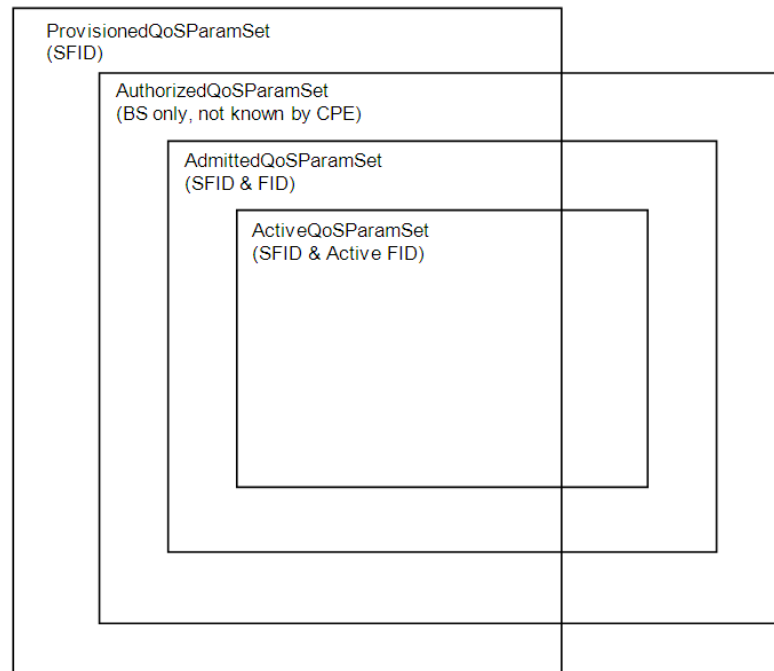


Рис. 4.10 Динамічна модель авторизації для безпечної експлуатації [194].

Під класом обслуговування розуміється додатковий об'єкт, який може бути створений і налаштований в базовій станції (BS), з метою визначення конкретного набору параметрів якості обслуговування (QoS). Набори параметрів QoS для потоків сервісу можуть посилатися на ім'я класу обслуговування, як на визначений «макрос», що встановлює всі необхідні параметри QoS для цього класу обслуговування.

Елементи об'єктної моделі служби QoS показано на рис. 4.11.



Рис. 4.11 Модель основних об'єктів служби QoS

Оператори можуть розширювати конфігурацію CPE, додаючи до нього ім'я класу обслуговування. Це дозволяє операторам внесення змін в реалізацію послуг без необхідності змінювати налаштування CPE.

Ім'я класу обслуговування розширюється за допомогою конкретного набору параметрів. Розширення класу обслуговування може бути передано в наступних повідомленнях від базової станції (BS): DSA-REQ (запит на зареєстрований сервіс доступу), DSC-REQ (запит на зміну стану сервісу доступу), DSA-RSP (відповідь на запит на зареєстрований сервіс доступу) і DSC-RSP (відповідь на запит на зміну стану сервісу доступу). У всіх цих випадках BS повинен включити сервіс, який кодує ім'я класу обслуговування та набір параметрів QoS для цього класу обслуговування. Ініційований потік повідомлень DSA CPE можна побачити на рисунку 4.12 [192].

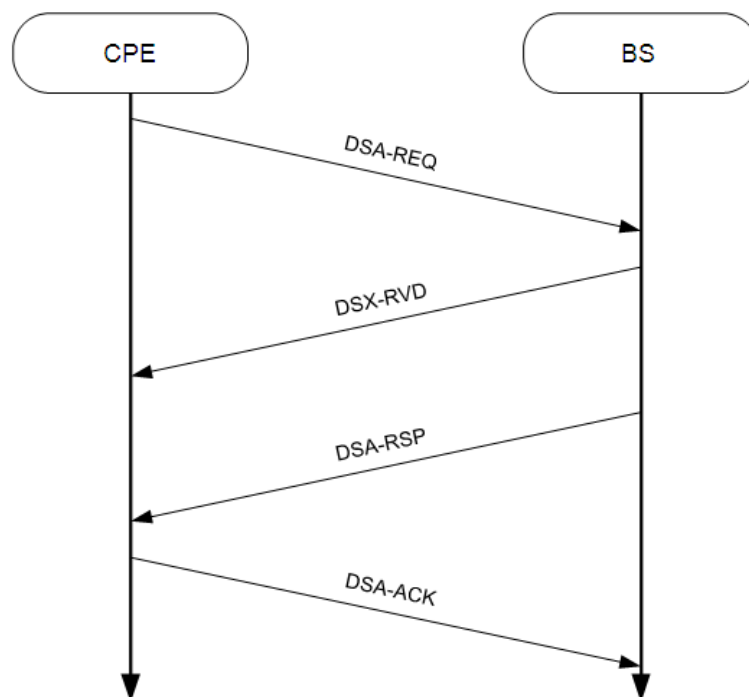


Рисунок 4.12 CPE ініційований потік повідомлень DSA

DSA-REQ запит на зареєстрований сервіс доступу від базової станції (BS) містить ідентифікатор потоку SFID для одного висхідного потоку та ідентифікатор потоку для одного спадного потоку сервісу, а також набір

активних або допущених параметрів якості обслуговування QoS. У випадку, коли відхилення було спричинено наявністю непідтримуваного параметра, цей конкретний параметр може бути включений в DSA-RSP - відповідь на запит на зареєстрований сервіс доступу) [112].

4.2. Моделювання множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв з використанням нейронної мережі

Завдання множинного виявлення - це математична обчислювальна задача, яка полягає в пошуку самої великої множини елементів з кола існуючих заданих множин, при виконанні умови, щоб вони задовольняли певним критеріям або обмеження. Це задача типу NP-hard, що означає, що вона є вкрай складною для вирішення і відомо, що для неї не існує швидкого (поліноміального) алгоритму, який би знаходив оптимальну відповідь за будь-яких обставин. Однією з популярних версій розв'язання цієї задачі є задача максимального покриття (Max-Coverage), в якій потрібно вибрати максимальну кількість множин так, щоб їх об'єднання містило найбільшу кількість елементів з заданої універсальної множини.

Для обчислення задачі множинного виявлення застосовують різні оптимізаційні та евристичні методи, а саме: генетичні алгоритми, жадібні алгоритми, а також методи лінійного програмування. Вибір конкретного методу залежить від розміру задачі та вимог до точності розв'язання.

Для вирішення наших завдань, припустимо, що величина d - це кількість множин у деякій послідовності l . Тоді максимальне значення числа d буде таким:

$$\max |U_{S_i \in S'}|, \quad (4.12)$$

де необхідно виконання рівняння $S' \subseteq S, |S'| \leq d$.

Загальним чином завдання множинного виявлення в даному дослідженні описує, в який спосіб користувач мобільного пристрою маючи достатню кількість енергії для аналізу спектру, встановлює локальний поріг H в вихідне значення 0. У даному випадку це сигналізує про те, що вартість виявлення має оптимально допустимі межі. Згідно припущення, що в задачі задіяно K мобільних користувачів і M визначених локацій, яка містить N каналів, які було виявлено, а кожен користувач мобільного пристрою задіяний в діапазоні $i \in \{1, 2, \dots, K\}$. Представимо, що деяка невід’ємна вага ω_j^i буде константою. Тоді її розрахунок можна представити у вигляді [199]:

$$\max \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^{N(j)} f(i, j). \quad (4.13)$$

Рівняння 4.13 визначає процес вибору d множини l з метою максимізації суми $f(i, j)$. Порівняно з рівнянням 4.12, складність завдання лишається такою ж, як в задачі з максимальною областю покриття. Оскільки проблема множинного виявлення є NP-важкою і складною для розв’язання був запропонований алгоритм, який використовує оптимізацію рою частинок та нейронну мережу.

У алгоритмі PSO [78] кожна частинка має свою швидкість пошуку і може змінювати своє положення на основі параметрів сусідніх частинок. Задаємо, що V_{id} позначає деяку швидкість частинок X_{id} . У цьому випадку рух частинок можна описати рівняннями:

$$V_{id}^{t+1} = \omega V_{id}^t + c_1 r_1 (P_{id} - X_{id}^t) + c_2 r_2 (P_{gd} - X_{id}^t), \quad (4.14)$$

$$X_{id}^{t+1} = V_{id}^{t+1} + X_{id}^t. \quad (4.15)$$

де ω - ітераційна вага;

P_{id} - положення частинки (загальне), яке можна вважати найкращим;

P_{gd} – глобальне положення частинки, яке можна вважати найкращим;

r_1, r_2 – довільно обрані числа в діапазоні від $[0; 1]$;

c_1, c_2 – керуючі фактори.

Ітераційна вага ω дозволяє розробленому алгоритму збільшити його розрахункову продуктивність. Тоді як формули 4.14 та 4.15 обчислюють позицію і швидкість частинки [128].

Задача виявлення місцезнаходження окремої частинки є окремим елементом заданного алгоритму множинного виявлення. Продемолюємо цю ситуацію. Вихідні дані: існує $N(j)$ каналів в визначених локаціях діапазону $j \in [1, M]$, виходячи з цього кількість каналів, що буде виявлено буде – $\sum_{j=1}^M N(j)$.

Значення K є позначенням користувачів всіх мобільних пристроїв, визначається у вигляді - $K \times \sum_{j=1}^M N(j)$, або як матриця X , для якої правдиво - $X[a][b] = 1$, а позначення мобільного користувача a , і виявленого в процесі каналу b . А матриця $X[a][b] = 0$, показує таке положення користувача a , при якому канал не виявлено. Алгоритм, за допомогою якого це можна записати представлений на рис. 4.13, і він відпрацьовується за допомогою PSO-NN - загорткової нейронної мережі. Ініціалізація частинок q проходить випадково, в результаті обирається така частинка, чия цільова функція є найвищою.

Після кожного ітераційного циклу в процесі множинного виявлення користувачів мобільних пристроїв, енергія, що була доступна для аналізу, буде поступово спадати. Мобільний користувач має визначити, чи його залишкова енергія перевищує встановлене енергетичне порогове значення чи ні. У випадку, якщо енергія користувача, що аналізує спектр, перевищує це порогове значення, він може і надалі продовжити аналізувати спектральні дані. В іншому випадку, якщо енергія користувача не досягає необхідного порогового значення, то він надалі не може проводити аналіз спектру. Щодо кожної частинки в рої, якщо енергії користувача не вистачає для аналізу спектру, то вектор такої частинки записується у нульове значення відповідної матриці.

Базуючись на такій матриці, можна обчислити ефективність частинки за допомогою формули (4.1).

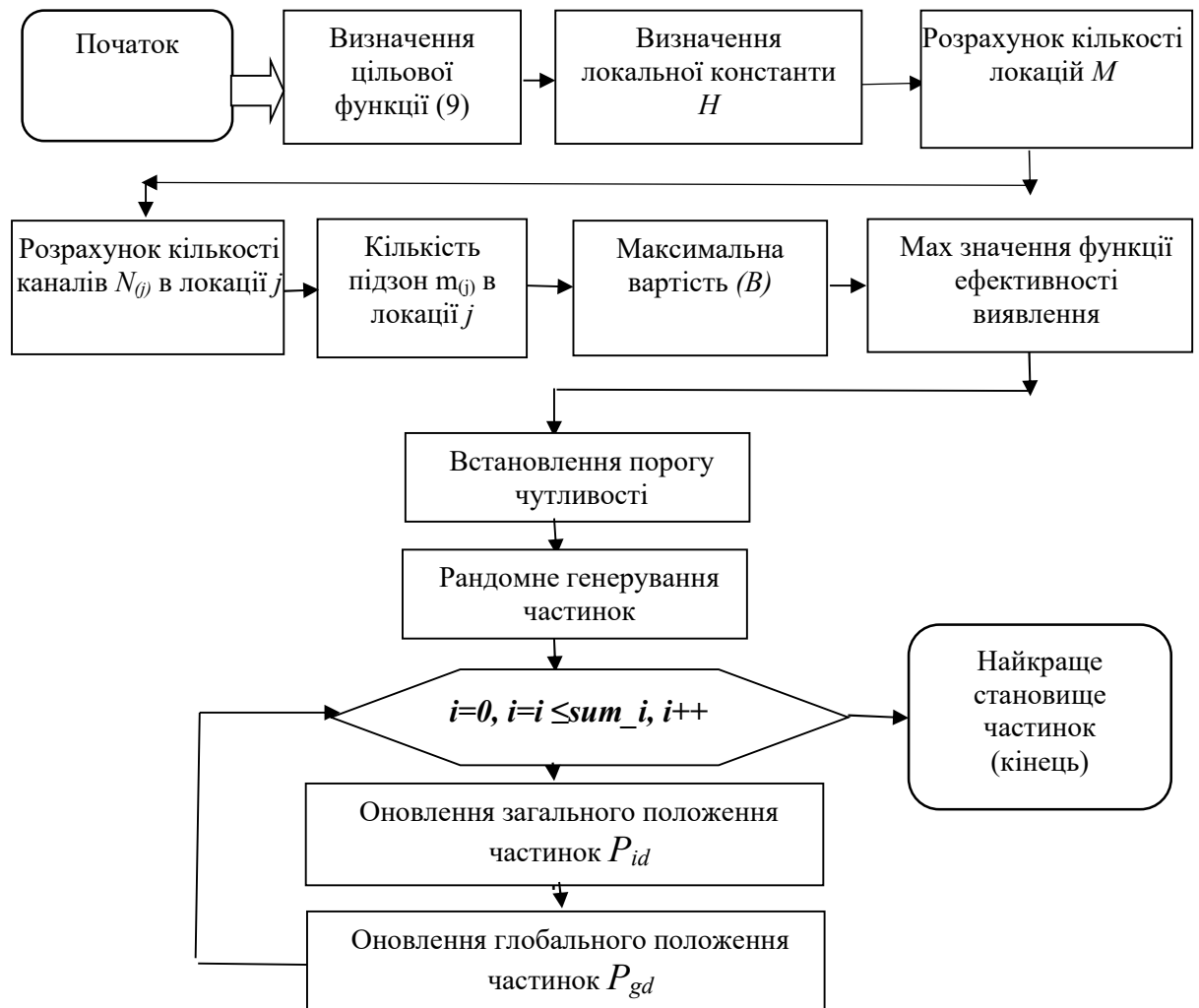


Рис. 4.13 – Адаптивний алгоритм PSO-NN

Після закінчення процедури обчислення функціональної ефективності заданих в задачі частинок, автоматично отримується глобальне розташування частинки P_{gd} і найкраще положення частинки P_{id} . Зрозуміло, що при найвищому значенні функції ефективності спостерігається найкраще становище досліджуваної частинки.

Для оптимізації виявлення множини i в залежності від становища частинок відповідно P_{id} і P_{gd} , об'єднаємо матриці. Задаємо умови для об'єднаної матриці: де T_1 - матриця частинки на поточний момент, а найкращу і глобальну

матрицю відповідно визначимо як - T_2 і T_3 . У загальному вигляді об'єднана матриця описується комбінацією матриць її складових - T_1, T_2 і T_3 .

В об'єднаній матриці при одночасному виявленні каналу декількома мобільними користувачами, бажаний канал буде зарезервовано за тим абонентом, в кого найбільша залишкова енергія. Таким чином, в об'єднаній матриці до вектору стовпця може бути прив'язаний тільки один елемент (користувач). Але оскільки у різних користувачів T_1, T_2 і T_3 відрізняються, то в матриці можливе одночасне існування декількох векторів.

Виходячи з загально глобальних характеристик PSO в дослідженні створюється оптимізована матриця з оптимізованими стовпцями і векторами, з даними параметрами (формула 4.10). Може скластись ситуація, коли один користувач виявить одночасно різні канали в різних матрицях. В цьому випадку користувач обере канал в матриці в T_1 за умовами на $\omega / (\omega + c_1 + c_2)$, в матриці T_2 за умовами на $c_1 / (\omega + c_1 + c_2)$, а в T_3 , за умовами на $c_2 / (\omega + c_1 + c_2)$. Така ситуація демонструє, що об'єднання матриць дозволяє прив'язати по вектору рядка тільки одну частинку. При встановленні умов ω, c_1 і c_2 можливе виконання визначення простору пошуку і швидкості зближення досліджуваних частинок. Рис. 4.14 показує схематично алгоритм кращого виявлення частинок в множині.

Алгоритм PSO-NN, запропонований для оцінки, було змодельовано і порівняно з алгоритмом, описаним у джерелі [73]. У системі існують локації, в яких можливий аналіз спектру із однаковими радіусами. Кожну локацію розділено на три підзони і загальна кількість доступних каналів дорівнює 5 ($N = 5$). Також встановлено локальний поріг $H = 0.57$ для процесу прийняття рішень. Ваги є невід'ємними та однаковими для кожного досліджуваного каналу і кожної локації. Користувачі, мобільних пристроїв генеруються на випадкових локаціях.

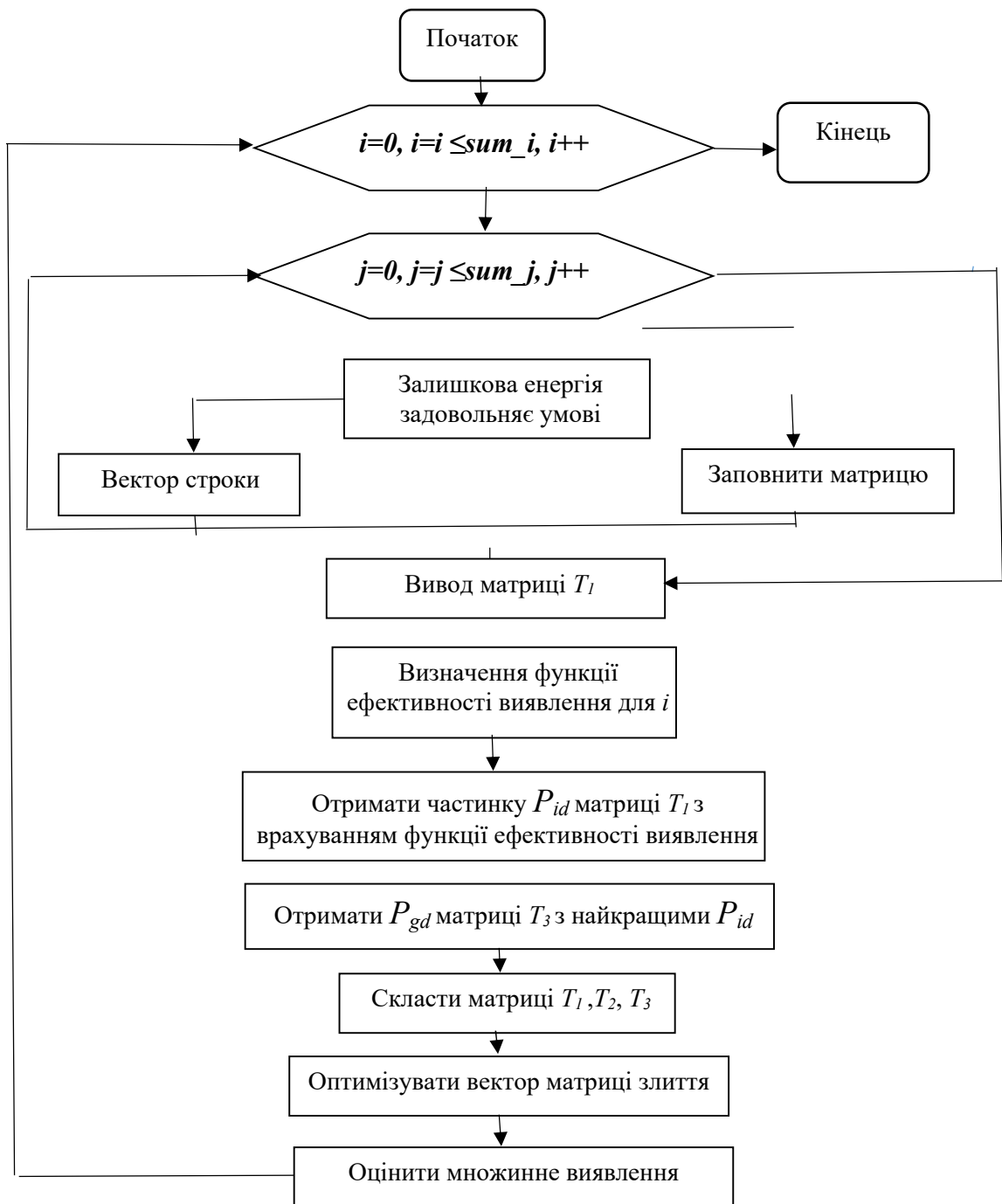


Рис. 4.14 Алгоритм виявлення частинок в множині за оптимізованою матрицею

Даний алгоритм визначається такими параметрами і умовами:

1. Можливе існування локацій з подібними радіусами.
2. Кожна локація поділяється на 3 підзони.
3. Кількість доступних каналів дорівнює 5 ($N = 5$).
4. Локальний поріг встановлено на рівні $H = 0.57$.

5. Ваги для каналів і локацій є невід'ємною умовою однаковою для всіх.
У розділі 4.3 проведемо моделювання за алгоритмом PSO-NN.

4.3. Моделювання алгоритму розрахунку функції ефективності множинного виявлення PSO-NN для користувачів мобільних пристроїв

Розглянемо процес моделювання за алгоритмом PSO-NN. Графічно функція ефективності виявлення множини представлена на рисунку 4.15, де в вихідних даних маємо п'ятдесят осіб у якості користувачів мобільних пристроїв в діапазоні від 15 - 40 локацій. Діапазон $\{1,2,3, \dots, 50\}$ обрано для опису коефіцієнта вартості c_k , де максимально можлива вартість описується як $a \sum_{k=1}^{50} c_k$, де значення a підпорядковується діапазону 0,6 - 0,8, а нормативний поріг енергетичності повинен відповідати умові $0,2 \leq T_h \leq 0,5$. Для таких даних, ефективність множинного виявлення користувачів буде розраховуватись за формулою (4.1), а її значення відобразатимуть ефекти множинного виявлення зі значеннями в діапазоні від нуля до одиниці. При наближенні результату до одиниці функція виявлення буде прагнути до найкращого значення.

Запропонована методика показує кращий результат функції ефективності виявлення ніж алгоритми і моделі представлені в роботах [73] та [144]. Однак, чим більше локацій задіяних в дослідженні, тим маємо меншу ефективність методу. Це пов'язано з формуванням більшої кількості підзон, які складно виявити користувачам мобільних пристроїв, бо їх кількість залишається незмінною. Як бачимо на рисунку функція ефективності має максимальні значення при $T_h = 0,2$ та $a = 0,8$.

Під час проведених досліджень була розроблена архітектура множинного виявлення, яка суттєво відрізняється від існуючих технік. Основною особливістю запропонованої архітектури є розділення кожної локації на визначені підзони. Так користувачі мобільних пристроїв в одному і тому ж

каналі отримують різні результати в залежності від їх положення в локації, що сприяє більш гнучкому використанню даних.

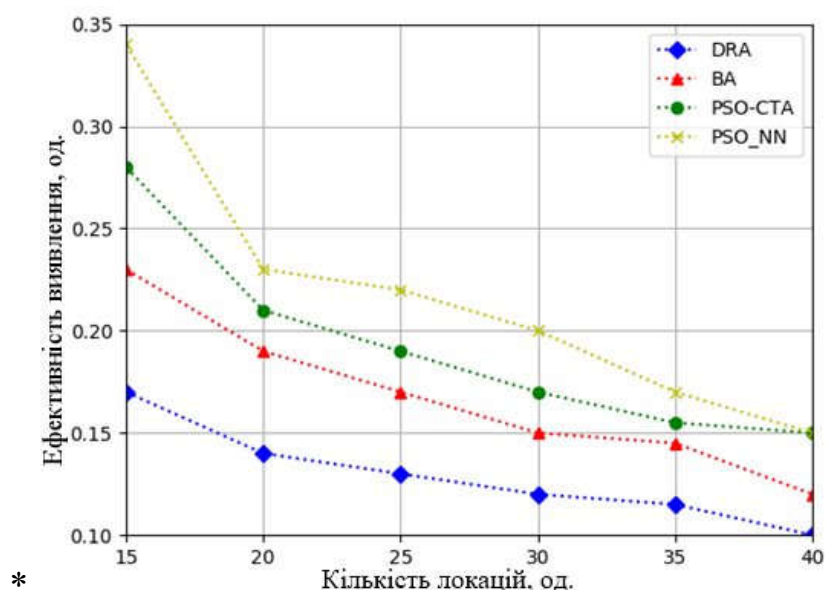


Рис. 4.15 Діаграма аналізу ефективності виявлення мобільних користувачів від кількості доступних локацій

За допомогою згорткової нейронної мережі розроблений алгоритм, оптимізуючий роботу рою частинок. Такий підхід сприяє ефективному та продуктивному використанню ресурсів, а також забезпечує точний аналіз спектру з урахуванням енергетичних характеристик мобільних користувачів.

Завдяки використанню згорткових нейронних шарів і архітектури мікрочасток, функції ефективності та глобального розміщення в просторі частинок визначаються з більшою точністю. Однак, після об'єднання досліджуваних матриць із користувачів, які змогли виявити канал, лише один буде «щасливим власником каналу», при виконанні умов алгоритму. Це допомагає організувати реалістичний пошук і швидше виявляти користувачів за існуючими каналами.

Результати моделювання алгоритму PSO-NN показали значний приріст ефективності виявлення користувачів зі зростанням кількості локацій. Так, при 20 локаціях спостерігається зростання ефективності на 10%, при 25 локаціях -

на 20%, і так далі. Тобто алгоритм має величезний потенціал з оптимізації виявлення користувачів в множині, навіть в умовах складної географії і з багатьма локаціями.

Розглянемо ситуацію, яка може бути в реальних умовах, коли в наявності будуть первинні і вторинні користувачі мобільних пристроїв (рис.4.16) Причому первинні користувачі мають виділений канал з ліцензією на нього («ПК-канал»), декілька вторинних за умовами можуть мати доступ лише до 1 каналу і є один вторинний «щасливчик» каналу з доступом більше ніж один канал.

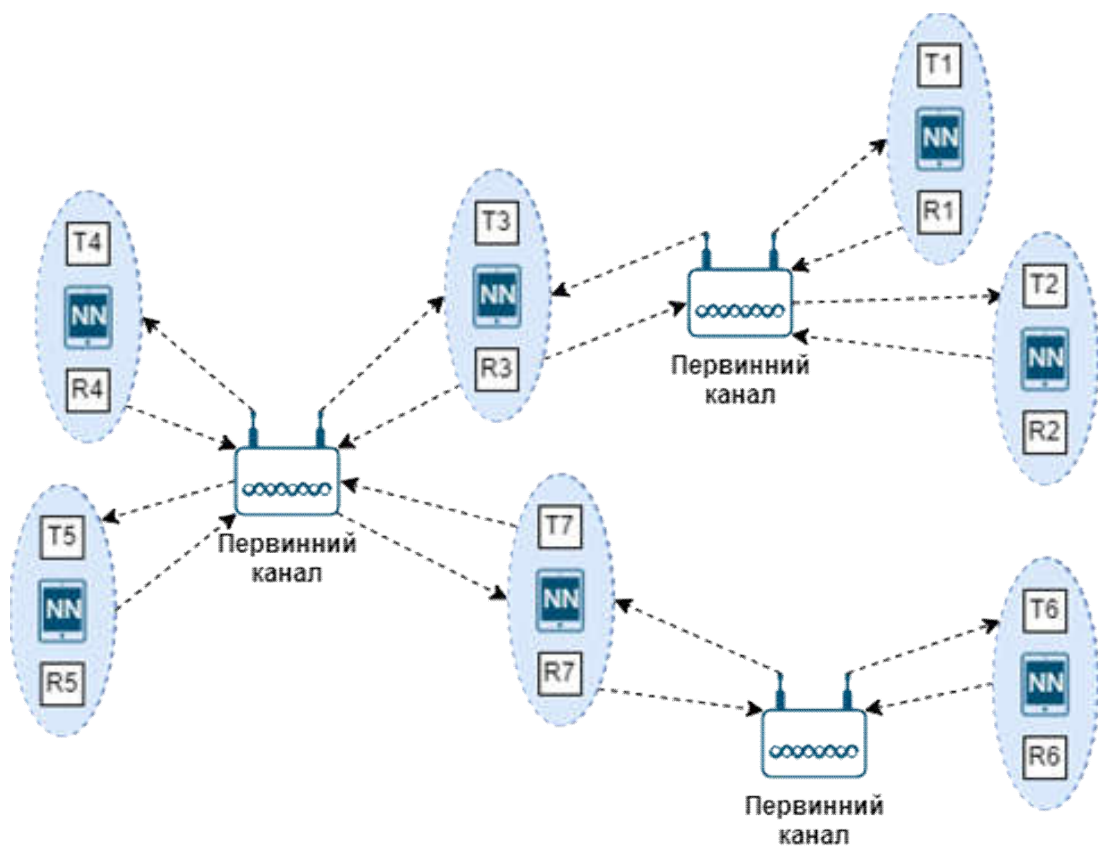


Рис. 4.16 Схема архітектури безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної системи з первинними і вторинними користувачами

Ця система моделює трафік для кожного каналу як марківський процес, який є безперервним у часі. У цьому процесі можуть бути два стани спектру: вільний і зайнятий. Для первинного користувача мобільних пристроїв ці стани відповідають включеному і виключеному стану. Кожен передавач вторинного

користувача та його відповідний мобільний приймач знаходяться в зоні «бачення» один одного. Тому не тільки від відстаней локацій один від одного, але й від передачі первинного користувача, яка весь час змінюється залежить зв'язок між іншими вторинними користувачами.

Перший користувач (первинний) розташований в зоні передачі деяких другорядних користувачів. При виконанні відповідних умов необхідно збільшувати потужність каналу. До цих умов належать.

1. G_{pp} – йде від пристрою первинного користувача (передавач) до пристрою другорядного користувача (приймач).

2. G_{ss} – йде від пристрою другорядного користувача (передавач) до пристрою другорядного користувача (приймача).

3. G_{ps} – йде від пристрою первинного користувача (передавач) до пристрою другорядного користувача (приймач).

4. G_{sp} – йде від пристрою другорядного користувача (передавач) до пристрою первинного користувача (приймач).

Математична модель такої системи може бути розрахована формулою [181]:

$$G_{ij} = kd_{ij}^{\alpha}, \quad (4.16)$$

де G_{ij} - визначена потужність каналу j -го прийому та i -ї передачі;

k – значення коефіцієнту загасання (якою є зміна потужності);

d_{ij} - визначена відстань j -го приймача від i -го передавача;

α - потенційні втрати j -ого прийому при i -ій передачі.

Стан необхідного каналу та рівень його потужності стають доступними не тільки первинним користувачам, а й вторинним після його виявлення. Однак, у безпроводових радіосистемах через фактори, такі як: невизначеність місця розташування, загасання сигналу, рівень енергії радіохвиль, завади-перешкоди і особливості розповсюдження сигналу не завжди забезпечується

надійна якість обслуговування (QoS). З метою підвищення ефективності використання енергії, енергія, що переноситься радіочастотним сигналом, після перетворення на постійну напругу, потрапляє для зберігання у джерело безперебійного живлення. Ця технологія визначає зону, де можливий збір енергії.

Важливо відзначити, що вторинні користувачі можуть видобувати енергію лише з радіохвиль, що надходять від каналів первинних користувачів. Кожен пристрій вторинного користувача (передавач) повинен також мати пристрій для конвертації і зберігання енергії, яке, як правило, має обмежену місткість (E_{\max}).

Важливо підкреслити, що джерело безперебійного живлення ідеально моделюється як лінійна система, яка враховує динамічні зміни в накопиченій енергії первинних користувачів для подальшого використання, що в цілому підвищує ефективність застосування енергії в системі.

4.4. Методи сумісного аналізу спектру

Методи сумісного аналізу спектру спрямовані на знаходження і оцінку так званих спектральних «дір», на яких базується DSA механізм [151]. DSA - це така технологія, що дозволяє безпроводовим пристроям автоматично змінювати частотний діапазон або канал зв'язку для уникнення перешкод і підвищення ефективності передачі даних. Основна ідея полягає в тому, щоб безпроводові пристрої якомога найкраще використовували доступні радіочастотні ресурси. Спектральні «діри» відображають частотний діапазон, який вільний від сильних сигналів і може бути використаний для передачі даних без перешкод.

Основна ідея застосування спектральних «дір» полягає в тому, щоб максимізувати використання радіочастотних ресурсів і зменшити вплив перешкод на безпроводовий зв'язок. DSA системи відслідковують стан радіочастотного середовища та вибирають оптимальний спектральний діапазон для передачі даних в режимі реального часу.

Необхідність проведення аналізу спектру виходить з того, що при помилковому виявленні каналів буде мати місце зниження продуктивності роботи всіх категорій споживачів: первинних, вторинних, n -го порядку.

Як правило, аналіз спектру виконується як передумова для виявлення загального рівня доступності каналу. Його основна мета – це виявлення в ліцензійній смузі частот зайнятих/незайнятих каналів. Найбільш відомі методи аналізу розраховані на застосування вторинними користувачами, які служать для виявлення «активних первинних». Серед всіх методів виділяється метод детектування енергетичної складової. Цей метод є найпростішим для реалізації на практиці і, дійсно, показує реальну картину «вільності» каналів, бо, як правило вторинний користувач не має інформації про первинного, тому тільки так можна реалізувати зондування спектру. В умовах спектрального аналізу містяться дві основні гіпотези (описані нижче), які у математичному вигляді описуються наступним чином [87]:

$$\begin{aligned} H_0 : x(t) &= n(t), \\ H_1 : x(t) &= s(t) + n(t). \end{aligned} \quad (4.17)$$

де H_0, H_1 - відповідно гіпотези: канал зайнятий /канал вільний ;
 $n(t)$ - «білий шум» Гауса (адитивний) (AWGN);
 $s(t)$ - деякий сигнал s первинного користувача в обраному t каналі.

Авторами в роботі [170] позначено імовірність у вигляді P_d з чіткою γ фіксацією SNR в потенціальному каналі з AWGN. Тоді імовірність можна записати у вигляді формули :

$$P_d(\gamma, \tau, \lambda) = \alpha \left(\left(\frac{\lambda}{\sigma^2} - \lambda - 1 \right) \sqrt{\frac{\tau f_s}{2\gamma + 1}} \right), \quad (4.18)$$

де τ - терміни тривалості виявлення;

λ - можливий встановлений поріг виявлення;

f_s - відома частота дискретизації;

σ – визначена дисперсія AWGN;

α - розрахована імовірність за нормальним гаусовським розподілом.

Під гіпотезами розуміють умови ймовірних помилок, а саме: помилкове виявлення і так звана хибна помилка. Якщо користувач обирає канал як вільний від первинного користувача, а він є зайнятий первинним, то є помилкове виявлення. І навпаки, канал вільний, а вторинний споживач вважає, що він зайнятий первинним споживачем – це хибна помилка. У першому випадку, будуть мати місце потенційні завади - перешкоди, бо вторинний користувач «буде ломитись» в зайнятий канал, а у другому випадку буде некомпенсована можливість доступу до спектру. Ймовірності помилкового виявлення f_m і «хибної помилки» f_s можуть бути представлені, відповідно, як [97]:

$$P_f(\tau, \lambda) = \alpha \left(\left(\frac{\lambda}{\sigma^2} - 1 \right) \sqrt{\tau f_s} \right), \quad (4.19)$$

$$P_m(\gamma, \tau, \lambda) = 1 - \alpha \left(\frac{\frac{\lambda}{\sigma^2} - (1 + \gamma)}{(1 + \gamma) \sqrt{\frac{2}{\tau P_s}}} \right). \quad (4.20)$$

Оскільки майже всі висотні будівлі мають всередині «ефект завмирання», тобто великі втрати, локальні завади і перешкоди в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах при прийомі та передачі між користувачами (первинним і вторинним), в реальному житті дуже часто проявляються як помилкове виявлення, так і хибна помилка. Дослідники в роботах [23, 24, 28] частково розв'язали ці проблеми шляхом більш точного моделювання при якому під керуванням нейронної мережі для вибору каналу безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної системи застосовуються удосконалені методи і моделі.

Рисунок 4.17 схематично ілюструє структуру системи TS з часовим інтервалом. Досліджуваний часовий інтервал містить дві фази: по-перше, фазу виявлення каналу (CS), по-друге, фазу передачі даних (DT), вона ще має назву фаза «збору» енергії. На першому етапі вторинні користувачі мобільних пристроїв виявляють канали безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем з активними первинними користувачами, на другому етапі реалізується обмін інформацією щодо зайнятості/вільності каналів між вторинними користувачами. На третьому етапі, інформація аналізується, порівнюється з розрахунками і вимірюваннями вторинних користувачів. Далі на основі двох або більше підтверджених станів зайнятості/вільності приймається остаточне рішення. Обов'язковою є умова, що стан каналу виявляє лише один вторинний користувач. Останнім етапом є «збір» енергії або DT на основі певного стану каналу. Це теж робить вторинний користувач. Згідно з роботою [28], тривалість фази виявлення має бути дуже швидкою у порівнянні з часом передачі інформації первинного користувача, бо стан передачі даних повинен залишатись для первинного користувача незмінним.

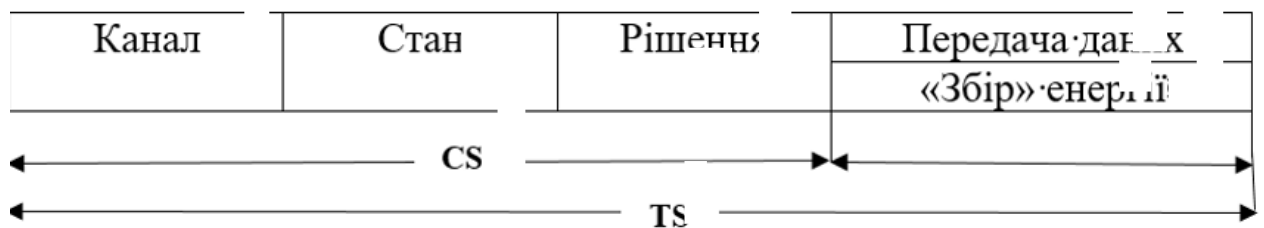


Рис. 4.17 Схема структури пакету з часовим інтервалом

Критерій вибору каналу безпроводової ІТС відбувається за гібридною моделлю передачі даних, яку ілюструє рис. 4.18. Всі вхідні дані в черзі даних вторинного користувача пристрою проходять процес буферизації, що позначається як Q_{Di} , де $i = 1, 2, 3, \dots, N$, при максимальному розмірі черги даних

позначається як Q_{max} . Джерело безперерйного живлення позначається як Q_{Ei} , в цьому джерелі зберігається енергія радіохвиль безперерйного живлення, а максимальна місткість джерела живлення позначається як E_{max} [29].

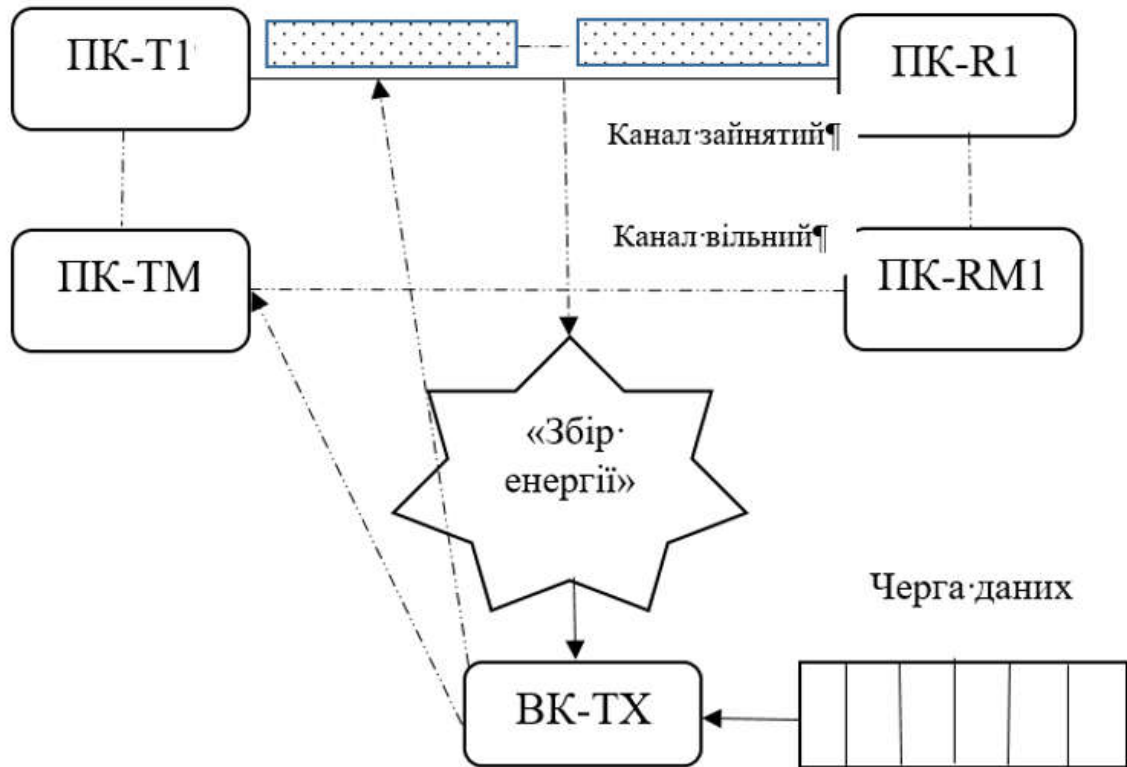


Рис. 4.18 Система взаємозв'язків в гібридній моделі передачі даних

При надходженні даних на передавач вторинного споживача формується ініціалізація каналу. У цьому випадку, енергетична місткість і черга даних можуть бути представлені у вигляді $Q_{Di} \neq 0$ (значення рівня енергії даних), а $Q_{Di} = E_{max}$ – де E_{max} – енергетична місткість максимального рівня. В таких умовах вторинний користувач при виявленні вільного каналу зв'язку починає передачу даних. Припускаємо, що $E(s)$ є виміром енергії сигналу вторинного споживача, а λ_0 та λ_u – встановлені пороги енергії відповідно для режиму перекриття і режиму суміщення. При виконанні умови $E(s) < \lambda_0$, коли енергія сигналу менша за поріг суміщення, вторинний користувач в режимі перекриття передає дані з великою швидкістю. У випадку, коли $\lambda_0 < E(s) < \lambda_u$, тобто енергія сигналу більша порогу перекриття, але менша за поріг суміщення, первинний споживач не

повністю займає канал, значить вторинний теж може його зайняти одночасно з первинним. Але при таких умовах вторинний споживач, щоб не заважати первинному користувачеві повинен зменшити рівень потужності свого передавача, тобто він буде працювати за принципом моделі суміщення.

Якщо передавач будь-якого вторинного користувача має правдиву CSI, це означає, що виконуються умови використання гібридної моделі. Звісно, в реальних умовах і коефіцієнт використання і величина радіохвилі для різних каналів будуть різні. Як показали результати досліджень, будь-який вторинний користувач в режимі суміщення і перекриття власноруч розраховує статистику енергетичного порогу і він швидко оновлюється, щоб оцінити один з двох станів отриманих помилок.

При надходженні даних до вторинного користувача, він порівнює поточний стан каналу з інформацією про каналний стан (CSI) і визначає потужність сигналу первинного користувача на підставі відстані між ними і антенним посиленням. Якщо виявляється, що канал частково вільний і первинний користувач повністю його не використовує, то для режиму перекриття не встановлюється обмеження щодо потужності передачі вторинного користувача. В такому випадку, вторинний користувач з більшою потужністю може використати доступну енергію для передачі даних.

Але у випадку, коли первинний користувач активно використовує канал і можливе виникнення завад, через «втручання» вторинного користувача на канал, то вживаються заходи для зменшення впливу. А саме:

1. Зменшення потужності передачі. Вторинний користувач може знизити потужність свого сигналу, щоб зменшити вплив на первинного користувача і знизити ризик виникнення завад.

2. Зміна типу модуляції. Використання менш ефективних схем модуляції може знизити вимоги до сигнал-шумового відношення (SNR) і зменшити імовірність завад для первинного користувача.

3. Вибір відповідного типу кодування. Використання ефективних методів кодування може допомогти забезпечити якість зв'язку при низькому SNR і зменшити ймовірність бітових помилок.

4. Зміна параметрів передачі даних вторинного користувача в залежності від стану каналу допомагає зберегти якість обслуговування обох користувачів і мінімізувати вплив на первинний користувач в умовах спільного використання радіочастотного спектру.

Якщо буфер даних порожній, вмикається енергозберігаючий режим при якому виконується умова $Q_{Di} = 0$, $Q_{Di} \neq E_{max}$ і йде процес «збирання» зі спектру радіочастотної енергії. А якщо трапляється ситуація, коли рівень енергії каналу перевищує поріг моделі поєднання, то вторинний споживач «підживлюється» енергією з цього каналу.

Передача даних за гібридною моделлю дає змогу вторинному споживачу обрати з двох альтернатив: передача даних чи «збір» енергії. Це буде залежати відповідно від стану буфера даних або від наявності доступу до джерел безперебійного живлення. Кожен вторинний користувач може визначити, на підставі вимірювань спектру і порогових значень для режимів суміщення або перекриття, чи може він отримати доступ до каналу спільно з іншими, чи краще йому накопичувати енергію з каналів, які використовує первинний користувач.

У цьому процесі нейронна мережа може використовувати накопичену інформацію про стани каналів, їх топологію, рівень випромінювання, відстані тощо, щоб приймати рішення про те, який режим передачі використовувати. Як приклад, нейронна мережа вирішує, яка альтернатива краща при переході на новий канал – «збирати» енергію чи в наступних фазах CS передавати дані.

Алгоритм типового процесу вибору режиму передачі для вторинних користувачів мобільних пристроїв показано на рис. 4.19 [31].

Цей процес дозволяє вторинним користувачам ефективно використовувати доступний спектр радіо частоти, мінімізуючи вплив на первинних користувачів та оптимізуючи використання ресурсів для передачі даних або збору енергії в залежності від умов і потреб.

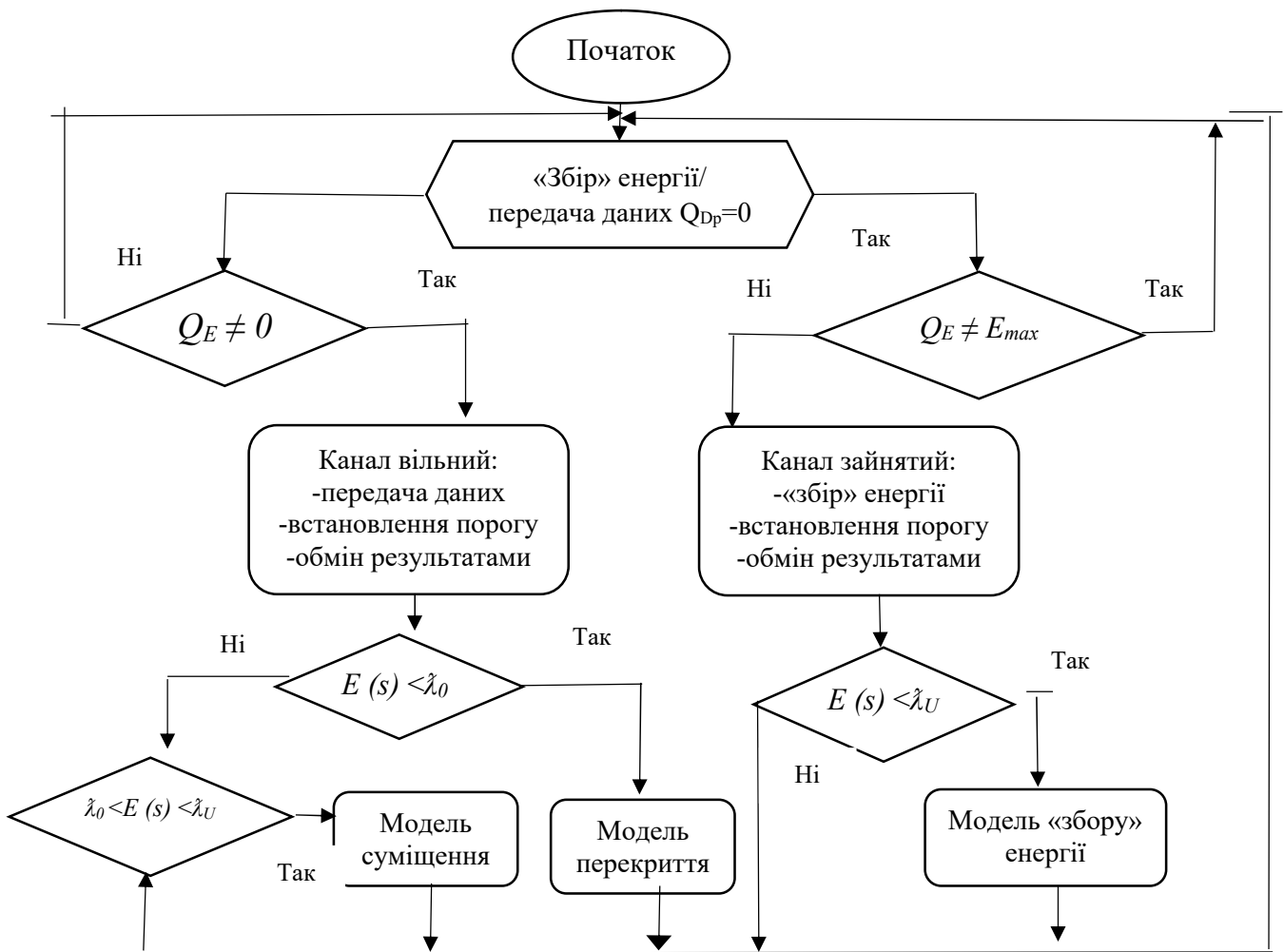


Рис. 4.19 Алгоритм процесу вибору режиму передачі даних

4.4.1. Вибір режиму передачі для вторинних користувачів

Як вже було доведено вище, за гібридним алгоритмом моделі передачі даних вторинний користувач обирає з двох альтернатив – передача даних у вільних канал, якщо первинний користувач відсутній або «збір» енергії, якщо канал зайнятий первинним споживачем. Це найпростіший зв'язок в безпроводовій інтелектуальній телекомунікаційній системі між первинним і вторинним користувачами, оскільки між ними є ієрархія: ліцензований/неліцензований. В даному випадку все просто і проблем немає, а от конкуренція між наявними вторинними користувачами є гострою проблемою доступу до багатоканальної системи. Тому цей підрозділ

присвячений розробці критеріїв, з допомогою яких можна передбачити вибір каналу вторинним споживачем.

В реальних умовах відбуваються наступні ситуації. Система передачі даних для вторинних користувачів включає процеси RTS (Request To Send) та CTS (Clear To Send), що дозволяють вторинним користувачам конкурувати за доступ до каналу первинного користувача. Основна ідея полягає в тому, що вторинні користувачі надсилають RTS-пакети для запиту доступу до каналу, а вторинні приймаючі користувачі відповідають CTS-пакетами для підтвердження доступу.

Коли більше одного вторинного користувача виявляють доступний канал і відправляють RTS-пакети, може виникнути колізія RTS-пакетів. Однак тільки один з них отримає CTS-пакет і отримає доступ до каналу, тоді як інші повинні почекати наступну можливість. Вторинні користувачі з CTS пакетом, що виборюють своє право за канал від первинного користувача, утворюють так званий конкуруючий набір - $S_{li} = 1, 2, 3, \dots, M$. Зробимо припущення, що розмір S_{li} - це W , зі значенням в діапазоні від 0 - $W-1$. Вторинний користувач з $W = 0$, передає дані в DT режимі. При виявленні одночасно більше одного каналу, вторинний споживач змагається зі значеннями з конкуруючого набору. В процес втручається нейронна мережа, яка розділяє передачу даних на кілька каналів, щоб збільшити пропускну здатність (рис. 4.20).

У випадку, коли канал доступний вторинним користувачам тільки в режимі суміщення передачі, вони отримують інший CTS пакет і стають учасниками іншого конкуруючого набору $S_{Ui} = 1, 2, 3, \dots, M$. Передача даних від вторинного користувача буде йти до того часу, поки значення поточного стану каналу в режимі CS не буде виконувати умову $E(s) < \lambda_0$. При виході якогось вторинного користувача з поточного каналу, інші вторинники стають на його місце автоматично, а конкуруючий набір стає $W-1$.

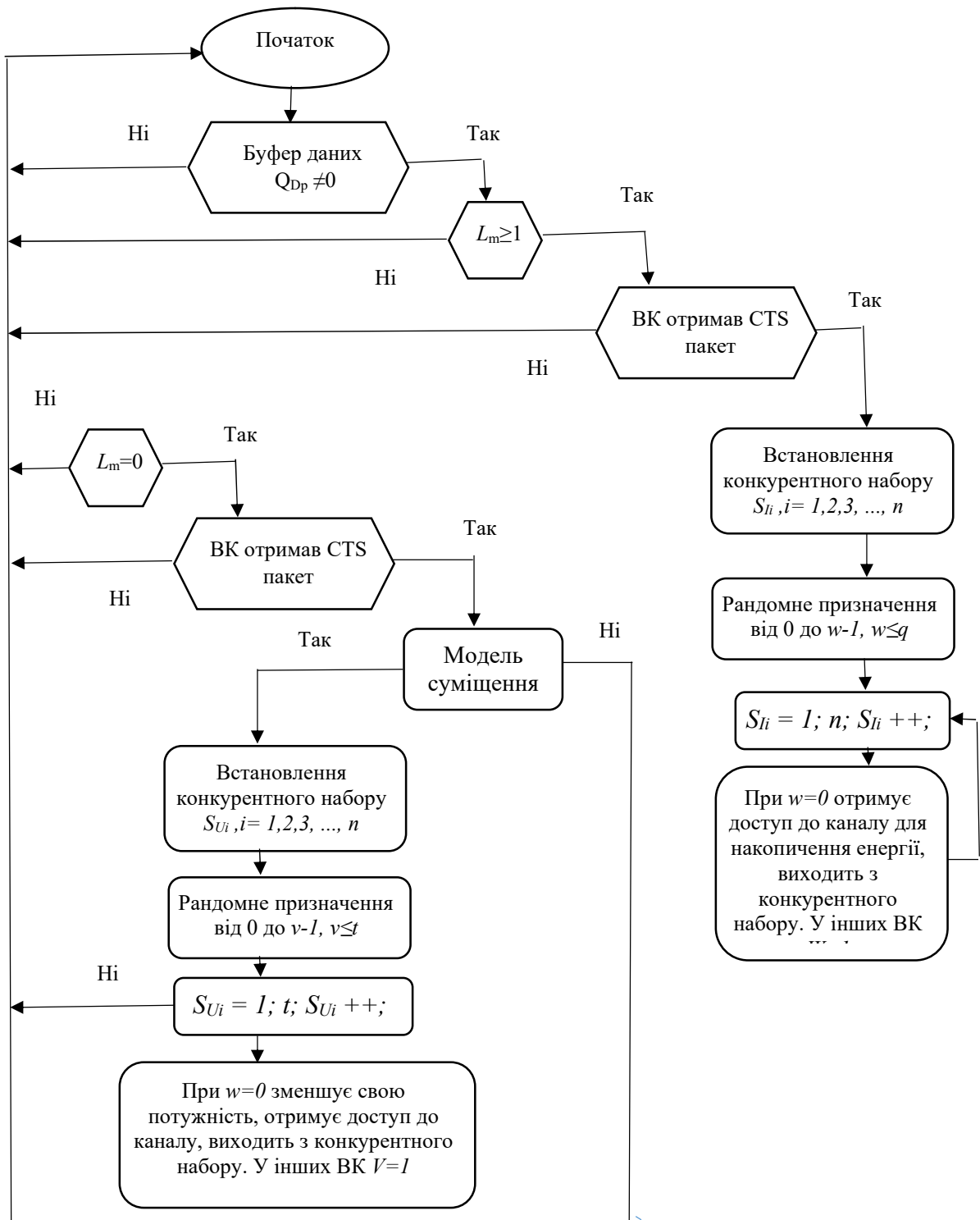


Рис. 4.20 Алгоритм процесу вибору каналу з втручанням нейромережі

В наступному CS режимі стан каналу буде відповідати залежності $\lambda_0 < E(s) < \lambda_u$, яка була докладно описана вище. У випадку виникнення завад в каналах первинного користувача за провиною вторинного, тобто при $E(s) > \lambda_u$, в

наступній фазі DT поточна передача даних просто припиняється, а конкуруючий набір приймача є значення NULL.

Всі задіяні в каналах користувачі позначені- l_n , де $n \in [1, N]$ у тому числі - l_m , що займають вільні канали, $t \in [1, M]$, p – це вторинний користувач, з умовою - $p \in [1, P]$. Рис. 4.21 схематично показує як у довільному вигляді присвоюється конкуруючий набір. Маємо в наявності чотирьох вторинних користувачів, які знають про вільність/невільність каналів і в процесі конкуренції формують конкуруючий набір.

Канал А є доступним для першого, другого і третього вторинного користувача, всім їм присвоюються довільні значення набору.

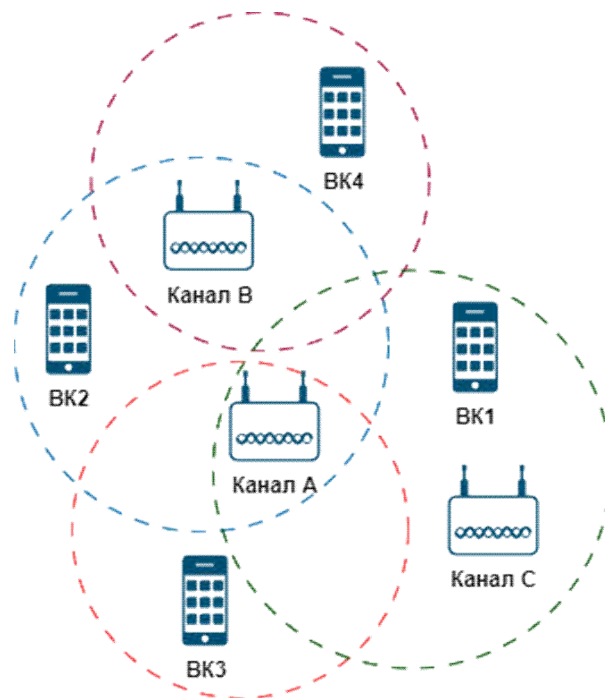


Рис. 4.21 Ситуація випадкового присвоєння значення в «наборі конкурента»

У випадку отримання користувачем нульового значення, він покидає закріплений конкуруючий набір, а значення інших вторинних користувачів, які залишились в наборі зменшується на один. З рис. 4.21 видно, що користувач під

номером два має доступ до каналів А та В, а через визначений час доступ до каналу В отримує користувач під номером чотири.

4.4.2. Вибір режиму передачі вторинних користувачів з використанням технології накопичення енергії

Вторинні користувачі, що змагаються за один канал, утворюють набір конкурентів, позначений як $S_{Ej} = 1, 2, 3, \dots, M$. Тобто конкуренція стосується доступу до каналу первинного користувача з можливістю збору енергії. Як тільки виникає ще один конкурентний набір, вторинні користувачі з нього, що не мають можливості для передачі даних в поточній фазі «ЕН», починають цю енергію накопичувати. Вихід з конкурентного набору можливий у двох випадках: при передачі даних від визначеного вторинного користувача, або при заповненні джерела безперебійного живлення. Принцип функціонування алгоритму вибору каналу для «збору» енергії і накопичення представлений в табл. 4.1 і на рис. 4.22.

Таблиця 4.1

Рандомне розподілення значень конкуруючого набору

Користувач	Вільний канал	Випадкове значення 1	Канал передачі 1	Випадкове значення 1	Канал передачі 1
1	А, С	1	С	0	С
2	А, Б	0	А	0	А
3	А	2	-	1	-
4	В	1	-	0	В

При успішному завершенні поточної передачі і прийнятті даних, для визначення критерію вибору каналу, пристрій - приймач вторинного користувача відправляє пакет на пристрій передавачу. При умові переходу вторинного користувача на інший канал, встановлюють CSW прапор

перемикання. Далі вторинний користувач дотримується «handoff» - процедури розриву зв'язку і перемикається на новий канал.

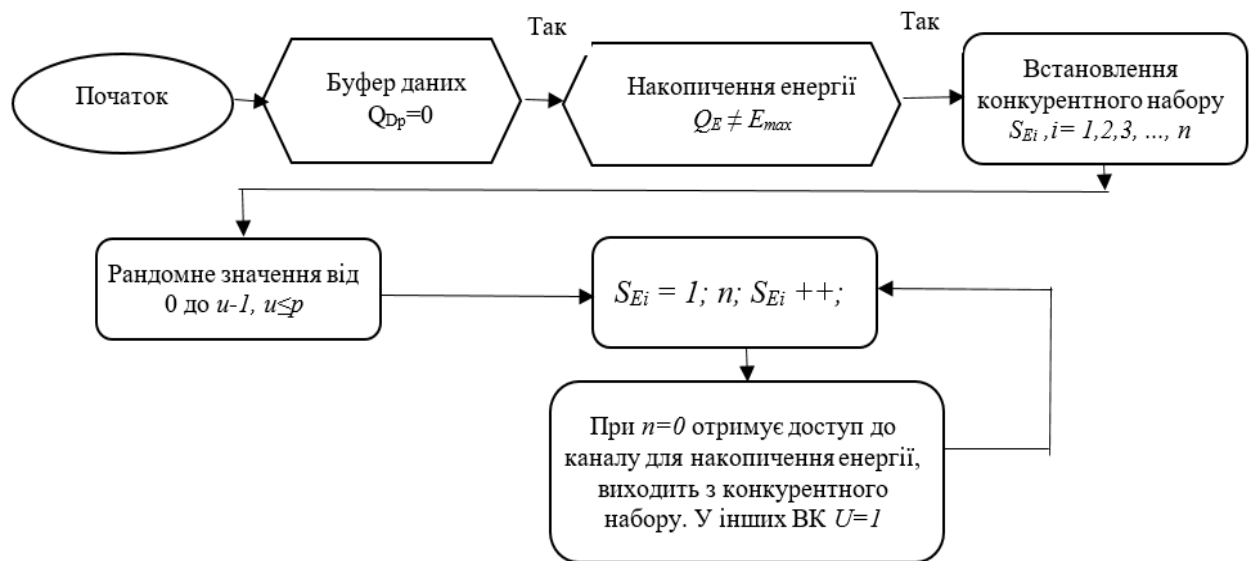


Рисунок 4.22 Покроковий алгоритм вибору каналу для накопичення енергії з встановленням конкурентного набору

Процедури встановлення зв'язку «handshake» описує протокол CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). Вони відомі тим, що використовують алгоритм експоненційної відмови і мінімізують між користувачами зіткнення пакетів. При виникненні ситуації зіткнення пакетів, кожним користувачем вводиться t - випадкова затримка. Значення t лежить в інтервалі від 0 до T , відповідаючи нижній частини експоненціального розподілу. Така політика конкуренції між споживачами і довільного призначення значень дозволяє продуктивно застосовувати вільні канали.

Щоб зменшити середній час очікування, вторинні користувачі з доступом до каналів, виходять з наборів конкурентів, а значення набору інших користувачів зменшується на одиницю. Завдяки цьому розподіл між учасниками стає більш ефективним.

Алгоритм визначення критерію вибору каналу забезпечує оптимальне використання ресурсів доступу до каналу і дозволяє вторинним користувачам

передавати дані в режимі перекриття або суміщення. В гібридній моделі швидкість сервісу кожного вторинного споживача описується рівнянням $R_h = R_o + R_u$, де $R_h = R_o + R_u$, а в моделі перекриття виражається через значення $R_o^0, R_o^1, R_o^{0'}, R_o^{1'}$ [102]:

$$\begin{aligned} R_o^0 &= B \log_2(1 + g_s P_s^o), \\ R_o^1 &= 0, \\ R_o^{0'} &= B \log_2 \left(1 + \frac{g_s P_s^o}{g_p P_p + 1} \right), \\ R_o^{1'} &= 0, \end{aligned} \tag{4.21}$$

де R_o^0 - показує, що канал вільний від первинного користувача;

R_o^1 - показує, що канал зайнятий первинним користувачем;

$R_o^{0'}$ та $R_o^{1'}$ - значення показників норми обслуговування вторинних споживачів відповідно при хибній помилці або помилковому виявленні.

Показник R_u в моделі суміщення позначається відповідно як R_u^0 (4.22) та R_u^1 (4.23):

$$R_u^0 = B \log_2(g_s P_s^u), \tag{4.22}$$

$$R_u^1 = B \log_2 \left(1 + \frac{g_s P_s^u}{g_p P_p + 1} \right). \tag{4.23}$$

Пропускна спроможність вторинного користувача відповідає рівнянню:

$$T = 1 - p_{out}, \tag{4.24}$$

де p_{out} - потенційна ймовірність відмови.

Можливості пропускної спроможності критерію вибору каналів T_h містять складові елементи: T_o і T_u . T_o і можуть бути визначені за формулою [31]:

$$T_o = p_i(1 - p_f)(1 - p_{out}^o) + (1 - p_i)p_f(1 - p_{out}^{o'}), \quad (4.25)$$

де p_i – потенційна імовірність, що канал в простої;

p_{out}^o та $p_{out}^{o'}$ - відповідно хибна помилка та помилкове виявлення, що розраховуються за формулами 4.26 та 4.27 [105]:

$$p_{out}^o = Pr[R_o^0 < R_s], \quad (4.26)$$

$$p_{out}^{o'} = Pr[R_o^{o'} < R_s], \quad (4.27)$$

де R_s – швидкість обслуговування вторинного користувача на визначеному прийнятному рівні.

Описані вище залежності і розрахунки (4.28 - 4.30) дозволили отримати формулу для T_u

$$T_u = p_i(1 - p_f)(1 - p_{out}^u) + (1 - p_i)p_f(1 - p_{out}^{u'}), \quad (4.28)$$

$$p_{out}^u = Pr[R_u^0 < R_s], \quad (4.29)$$

$$p_{out}^{u'} = Pr[R_u^{o'} < R_s]. \quad (4.30)$$

4.5 Оцінка рівня ефективності критерію вибору каналу

За формулою 4.31 розраховується час продуктивності конкуруючого набору, тобто час між прийомом RTS сигналу до повної передачі даних між кожним вторинним користувачем. Зрозуміло, що нейронна мережа краще

справляється з «наборами конкурентів» при виборі каналу, ніж це робиться за критерієм довільного (випадкового) доступу

$$T_w = T_t - T_{RTS}, \quad (4.31)$$

де T_t та T_{RTS} – визначений час прийому-передачі вторинного користувача.

За формулою 4.32 розраховується ефективність накопичення енергії з точки зору її залишковості.

$$e_r^{t+1} = \min \left[e_r^t + e_h - (e^t + e_s + e_c), E_{\max} \right], \quad (4.32)$$

де e_h - «зібрані» вторинним користувачем пакети енергії в зайнятих каналах;
 e_t та e_s – відповідно, споживана вторинним споживачем енергія для передачі даних та виявлення каналів в спектрі;
 e_c – будь-які інші втрати енергії;
 e_r^t - енергія в залишку в інтервалі t часу.

Проаналізуємо результати вибору нейромережею каналів з множиною з первинних і вторинних споживачів для безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем з застосуванням технології енергетичного накопичення.

Табл.4.2 містить вихідні дані і параметри для процесу моделювання. Маємо безпроводову ІТС з первинними користувачами – 20 осіб, вторинними користувачами – 25 пар осіб і 20 каналами. Моделювання буде реалізовувати нейронна мережа з застосуванням РБМ - радіальної базисної мережі. РБМ візьме на себе функції управління виявленням каналів в мережі, прийомом/передачею інформаційних даних, енергетичного накопичення. Альтернативи у нейронної мережі широкі: звертання до одного каналу для вибору/звертання до більше як одного каналу. Обов'язковим є виконання

умови, що частотні спектри мають єдиний розмір і фіксовану довжину пакетів споживачів (остання умова єдина для первинних і вторинних користувачів).

Табл. 4.2

Параметри моделювання з нейронною мережею і РБМ

Параметр	p_i	λ_o	λ_u	E_{max}	Q_{max}	R_s	p_p	t	t	250bit
Значення	0,8	0,3	0,7	15	20	3bps	15dB	2ms	CTS	250bit

Рис. 4.23 показує як при великій кількості вторинних споживачів можна описати імовірність настання хибної помилки при спектральному аналізі за суміщеним і несуміщеним методом.

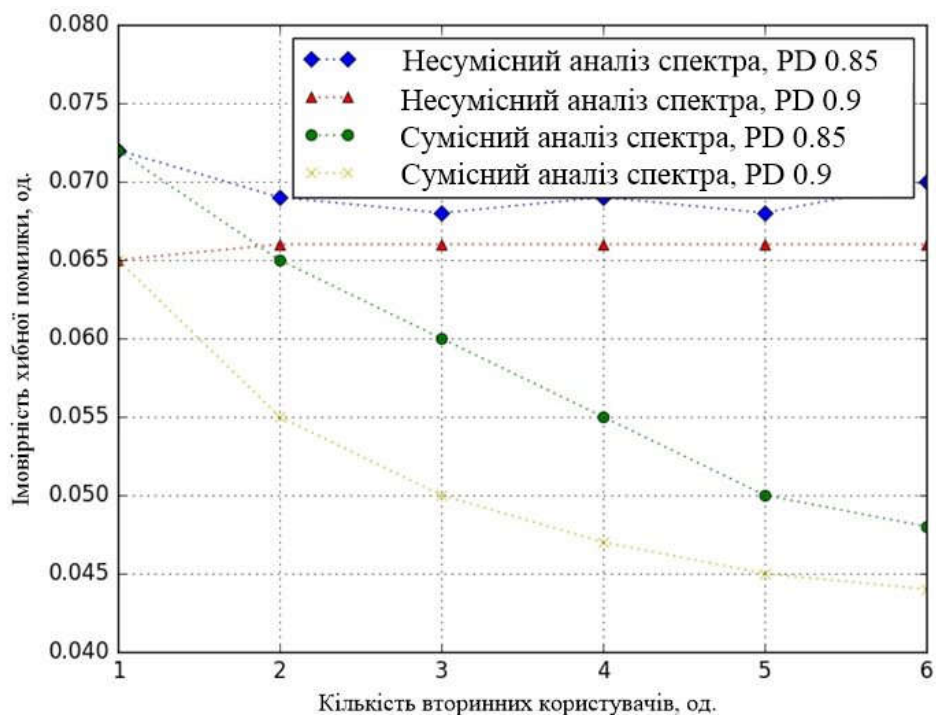


Рис. 4.23 Імовірність помилки при аналізі спектра вторинного користувача

Чим більша ймовірність виявлення тим менша ймовірність хибної помилки. Кількість користувачів не буде мати значення для проведення оцінки ймовірності хибної помилки при застосуванні непок'єданого методу спектрального аналізу.

Суміщений же метод спектрального аналізу має більш високий рівень точності, але там кількість споживачів повинна бути фіксована і числена. Вище описано, що при однакових результатах виявлення, остаточні рішення для доступу до каналів приймаються з врахуванням інших критеріїв, але є висока ймовірність хибних помилок або помилкових уявлень. Чим менша кількість вторинних користувачів, тим ймовірність помилки значно зменшується,.

Якщо кількість вторинних користувачів налічує 3-4 особи, ймовірність помилкового виявлення при значенні 0,85 швидко зменшується. На рис. 4.24 показано вплив моделі передачі на середню пропускну здатність вторинного користувача при різній кількості зайнятих каналів.

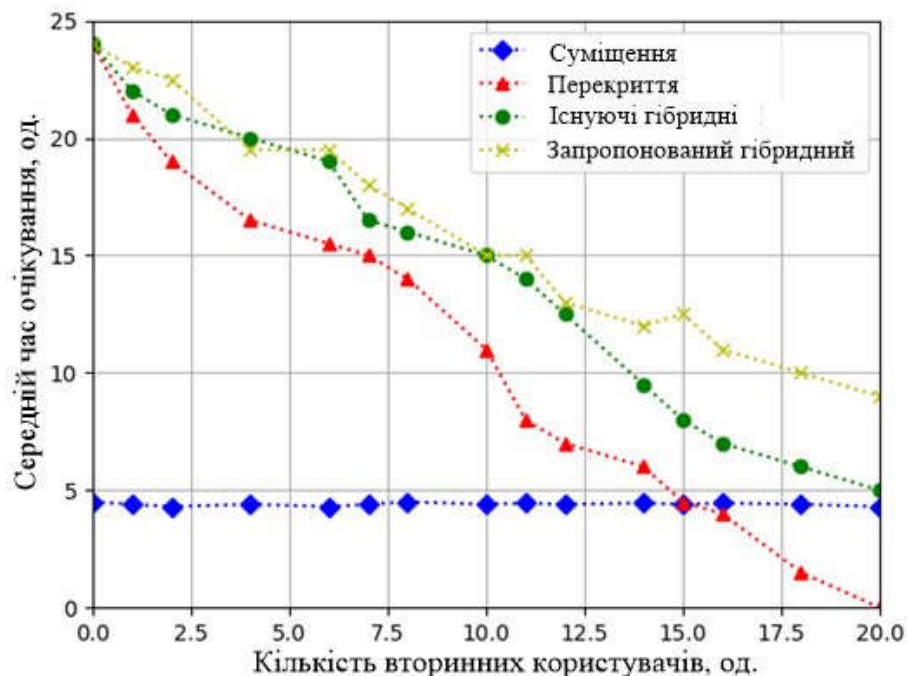


Рис. 4.24 Аналіз середньої пропускну здатності при різній кількості зайнятих каналів

Аналіз рис. 4.24 показує, що середня пропускна здатність вторинних користувачів зменшується при збільшенні кількості зайнятих каналів, бо існують обмеженні передачі даних вторинним користувачам через велику кількість зайнятих каналів. Оскільки первинні і вторинні користувачі «мирно» співіснують в моделі поєднання, то пропускна спроможність майже не змінна. В порівнянні з іншими моделями, запропонована гібридна модель поєднана з неймережею забезпечує вищу пропускну здатність.

Якщо виконується умова обмеження кількості доступних каналів, то й кількість передач вторинних користувачів теж зменшується. Виходячи з того, що гібридна модель базується на кількості вторинних користувачів та ймовірності доступу, в ній можливе збільшення кількості хибних помилок між вторинними користувачами. Проте впровадження концепції конкуруючого набору значно зменшує кількість помилок при зайнятих каналах і покращує доступ до обмеженої кількості каналів.

На рис. 4.25 представлено середній час очікування вторинних користувачів при різних альтернативних варіантах зайнятості каналів.

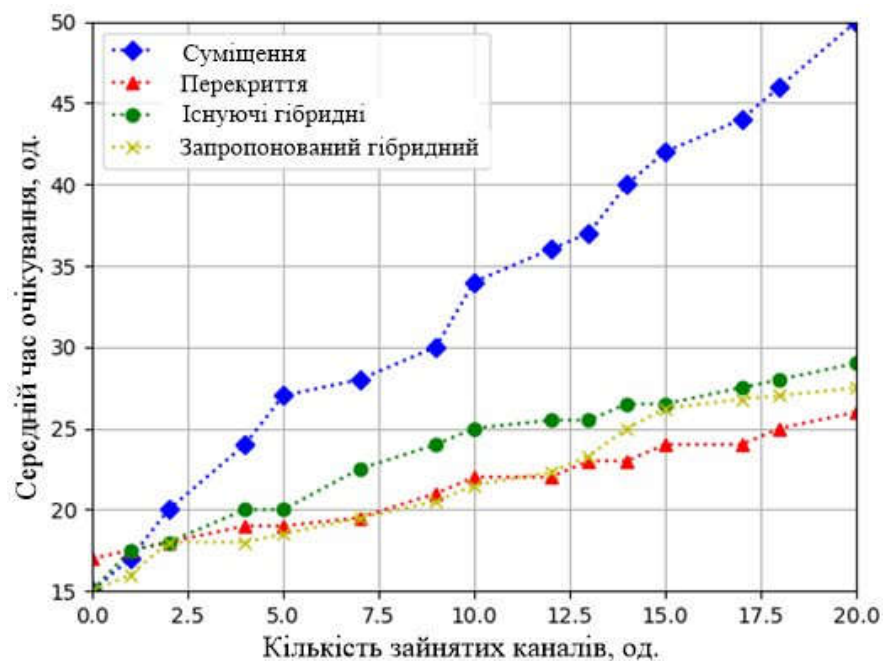


Рис. 4.25 Динаміка впливу передачі даних на середній час очікування

В моделі поєднання кількість доступних каналів майже не впливає на передачу даних вторинного користувача і не суттєво збільшує час очікування.

Тоді як в моделі суміщення, інтенсивна передача інформації первинного користувача може призвести до того, що деякі вторинні користувачі не можуть отримати доступ до каналів і це збільшує час очікування. Середній час очікування вторинних користувачів в гібридній моделі з використанням нейронної мережі є нижчим, ніж аналогічний параметр для існуючої гібридної моделі, але вищим, ніж у моделі суміщення, особливо при великій кількості зайнятих каналів первинними користувачами.

Конкуруючи між собою за доступ до більше ніж одного каналу, вторинні користувачі можуть отримувати доступ до каналу і в інших наборах конкурентів, якщо поточний канал зайнятий. Тому середній час очікування вторинного користувача буде меншим при використанні гібридної моделі з використанням нейронної мережі.

Рис. 4.26 показує кількість залишкової енергії у вторинного користувача при наступних вихідних даних: звичайна мережа, мережа з енергозбереженням, мережа з енергозбереженням і використанням нейронної мережі [102].

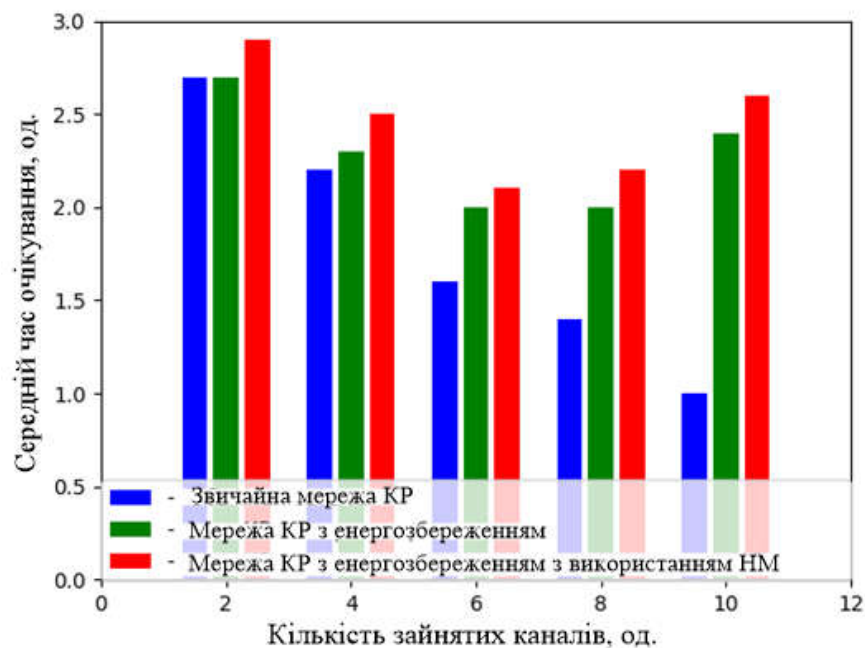


Рис. 4.26 Діаграма безпроводової ІТС зі збереженням енергії

Результати розрахунків доводять, що високий і необхідний рівень енергії для тривалого зв'язку забезпечує технологія енергетичного накопичення.

Запропонована безпроводова інтелектуальна телекомунікаційна система має істотні переваги перед мережею з енергозбереженням, бо застосовує накопичення енергії за результатами моделювання нейромережею. Також нейромережа допомагає вторинному користувачу приймати зважені рішення щодо використання вільних/ зайнятих каналів для передачі даних або «збору» енергії. Вибір альтернатив напряду залежить від: можливостей стану буфера даних і рівня залишкової енергії.

Крім того, ця модель сприяє збільшенню часу на «збір» енергії вторинними користувачами, оскільки «набір конкурента» зменшує помилки, пов'язані з наявністю конкуренції між вторинними користувачами за доступ до одного завантаженого каналу. Це сприяє покращенню рівня ефективності використання енергії та збільшення часу на поповнення вторинними користувачами енергетичної батареї.

Отже, розроблена безпроводова інтелектуальна телекомунікаційна система не лише забезпечує більш високу пропускну здатність, але й допомагає зберігати енергію і підвищує доступність каналів для вторинних користувачів, знижуючи витрати енергії на виявлення та забезпечення більшого часу для «збору» енергії.

Висновки за розділом 4

Розроблено архітектуру множинного виявлення і проведено порівняльний аналіз з аналогами. Доведено, що ця архітектура суттєво відрізняється від існуючих наявних, оскільки кожна локація в даній архітектурі поділена на підзони. Таки розподіл дозволяє користувачам мобільних пристроїв отримувати різні результати вимірювань у одному каналі залежно від локації їх розміщення. Даний підхід є більш гнучким.

У розділі був розроблений загальний алгоритм PSO-NN, що відрізняється від існуючих своєю більш точною адаптацією до реальних умов. Алгоритм містить оптимізацію рою частинок, керовану згортковою нейронною мережею, і це дозволяє робити більш точний аналіз характеристик спектру користувачів мобільних пристроїв. Також доведено, що завдяки застосуванню мікрочасткової архітектури і згорткових нейронних шарів, ефективність виявлення частинок та їх глобальна локація визначаються значно точніше.

Проведене моделювання PSO-NN як алгоритму ефективності множинного виявлення для 100 користувачів мобільних пристроїв показало використання на практиці кількох згорткових шарів, об'єднаних один з одним. Тобто можна зробити висновок, що вибрана нейронна мережа ефективно вирішує поставлені завдання. Результати моделювання показують, що з використанням алгоритму PSO-NN при локаціях 50, 75, 80 та 85 ефективність виявлення зростає відповідно на 10%, 20%, 20% і 20%, а при 90 локаціях залишилась незмінною.

Розроблена безпроводова інтелектуальна телекомунікаційна система з використанням накопичення енергії перевершує існуючу мережу за енергозбереженням. Як вже зазначено, вторинний користувач, керований нейронною мережею, приймає рішення щодо використання вільних або зайнятих каналів для передачі даних або для «збору» енергії, залежно від стану буфера даних і рівня енергії. Це дозволяє вторинним користувачам економити енергію під час виявлення каналів і забезпечує їм більше часу для накопичення енергії.

РОЗДІЛ 5

МЕТОДИ ЗБІЛЬШЕННЯ ОБ'ЄМУ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ БЕЗПРОВОДОВИХ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

5.1 Аналіз властивостей взаємної кореляції сигналів та оцінка впливу завад множинного доступу на роботу безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем

Система з кодовим розділенням каналів працює за принципом спільного використання користувачами – абонентами аж ніяк не взаємодіючими між собою, визначеної смуги частот, а також одночасної передачі своїх даних за допомогою сигналів. Для передачі інформації користувачі використовують власний унікальний код (або кодову послідовність), за допомогою чого за формою відрізняються між собою сигнали різних користувачів. Для забезпечення асинхронного режиму спільної роботи для заданої кількості користувачів у цьому методі передачі даних використовується адресація/переадресація на основі відмінних сигналів [10, 11, 149].

Вибір сигналів є основною задачею процесу проектування інтелектуальних телекомунікаційних систем, які складаються з великої кількості користувачів. Для забезпечення або розширення можливостей з підключення користувачів ефективного використання систем з широкосмуговими сигналами (ШСС) [197, 97, 81]. Система широкосмугового сигналу (ШСС) - це тип телекомунікаційної системи, яка використовує сигнали з великою шириною смуги для передачі інформації. До основних характеристик системи ШСС належать наступні.

1. Широка смуга. Використовується для передачі сигналів, дозволяє одночасно передавати більше інформації та зменшує вплив шумів та спотворень.

2. Висока роздільна здатність. Дозволяє передавати деталізовану інформацію та виявляти слабкі сигнали.

3. Висока стійкість до спотворень таких як множинне відбиття, розсіювання і шуми.

4. Застосування в різних галузях: телекомунікації, радіозв'язок, радіолокація, медичні дослідження та інші сфери.

5. Складна обробка сигналу: Обробка та демодуляція сигналів можуть вимагати високої обчислювальної потужності та спеціалізованих алгоритмів.

6. Синхронізація та координація між відправниками і приймачами, особливо у мережевих системах.

7. Застосування у множинному доступі: ШСС часто використовуються в системах множинного доступу, де кілька абонентів можуть використовувати одну смугу частот для передачі своїх сигналів.

8. Захист від перешкод і перехоплення завдяки складним методам кодування і модуляції.

Система ШСС - це потужний інструмент для передачі та обробки інформації, який має високу пропускну здатність та стійкість до шумів і спотворень, що робить її важливою складовою багатьох сучасних систем зв'язку.

Для оцінки системи широкопasmового сигналу в сучасних інтелектуальних системах використовують наступні методи.

1. Аналіз спектру сигналу. Визначення частотного спектру ШСС дозволяє дізнатися, які частоти присутні в сигналі і з якою інтенсивністю. Для цього використовуються методи Фур'є-аналізу або інші спектральні методи.

2. Оцінка амплітудної та фазової стійкості. Важливо визначити, наскільки стійкий є ШСС сигнал до змін амплітуди і фази під час передачі чи обробки. Ці методи, які використовують оцінку амплітудної та фазової характеристики, дозволяють оцінити продуктивність системи.

3. Оцінка передавальних характеристик каналу. ШСС сигнали можуть піддаватися спотворенням (завадам, перешкодам) під час передачі через канал

зв'язку. Оцінка передавальних характеристик каналу, таких як коефіцієнт передачі і витрати на шум, може допомогти визначити, як ці спотворення впливають на сигнал.

4. Оцінка корисної інформації та шуму. Широкополосні сигнали часто вразливі до шуму. Оцінка співвідношення сигнал-шум дозволяє визначити, наскільки ефективно можна виділити корисну інформацію з сигналу.

5. Вимірювання споживаної енергії. Якщо важлива ефективність системи, вимірювання енергоспоживання може бути важливою частиною оцінки ШСС.

6. Моделювання та симуляція. Використання комп'ютерного моделювання і симуляцій дозволяє провести різноманітні тести та визначити характеристики ШСС системи в умовах, що відповідають реальним умовам роботи.

7. Аналіз помилок і корекція. Після передачі ШСС сигналу важливо аналізувати можливі помилки і розробляти методи їх корекції.

У великих ансамблях складних сигналів може бути більше ресурсів, ніж необхідно для поточних завдань, і вони можуть бути більш гнучкими і надійними, оскільки мають додаткові резерви. Але важливо забезпечити ефективне управління і використання цих ресурсів, щоб уникнути зайвого споживання енергії і ресурсів. В незалежності від типу системи сигналів величиною L позначається кількість всіх сигналів, що в певний проміжок часу доступні в безпроводовій інтелектуальній системі.

За величиною L розрізняють системи, що задовольняють певним умовам.

1. $L = \sqrt{B} \ll B$ - мала система сигналів. Це означає, що в певний момент часу доступне обмежене число сигналів для обробки або передачі. В таких системах обсяг інформації або завдань є обмеженим, і вони можуть використовувати менше ресурсів.

2. $L \approx B$ - нормальна система сигналів. У цьому випадку кількість сигналів, що доступні в системі, є в межах прийнятних норм для поточних

потреб. Системи з L , що відповідають цьому режиму, зазвичай працюють у звичайних умовах без виникнення великих перевантажень.

3. $L \gg B$ позначається велика система [42] Якщо L значно перевищує поточні потреби системи, то можна вважати таку систему великою. Такі системи можуть бути призначені для обробки великого обсягу інформації або можуть мати потужні резерви для майбутніх потреб.

Для обчислення обсягу застосованих систем широкосмугового сигналу в реальних умовах, який експоненціально залежить від бази, можливо використання формули [5, 18]:

$$L = c \cdot \exp(\gamma B), \quad (5.1)$$

де L – обсяг системи;

c, γ – параметри, які визначають характер залежності. Параметр c вказує на початкове значення або масштаб, а параметр γ визначає швидкість зміни обсягу залежно від бази;

B – вихідна база сигналу - величина, від якої залежить обсяг. Це може бути кількість часу, кількість об'єктів, об'єм даних тощо.

Робота інтелектуальної телекомунікаційної системи за таким принципом буде ефективною, якщо сформулюються умови для збільшення системи. У випадку, якщо таку умову в реальному житті реалізувати неможливо, застосовують великі системи сигналів з динамічним зростаючим обсягом, які підпорядковуються степеневому закону. І тоді розрахунок обсягу системи L проводиться за формулою степеневого закону для моделювання динаміки [18]:

$$L = cB^n, \quad (5.2)$$

де c, n – параметри постійної залежності типу, але з виконанням умови $n > 1$, тобто зростання обсягу буде акселерованим (степеневим зростанням).

База сигналу B є важливою характеристикою для аналізу і обробки сигналів, оскільки вона визначає, які частоти і проміжки часу враховуються при подальших обчисленнях та обробці сигналу. Для визначення бази сигналу найчастіше використовують формулу 5.3, яка показує, що база сигналу є добутком ширини спектру сигналу та його тривалості:

$$B = \Delta F \cdot T, \quad (5.3)$$

де ΔF – добуток ширини спектру сигналу;

T – визначена тривалість сигналу.

Для забезпечення мінімального рівня завад між сигналами в безпроводовій інтелектуальній системі можна використовувати показник допустимого рівня максимальних значень функції взаємної кореляції (ФВК). Цей показник дозволяє оцінити, наскільки сильно сигнали взаємно впливають один на одного. Показник допустимого рівня максимальних значень ФВК (поріг ФВК) математично виражається формулою [18]:

$$R_{\max} = \frac{\alpha}{\sqrt{B}}, \quad (5.4)$$

де R_{\max} - це максимальне значення функції взаємкореляції між сигналами в системі. ФВК вимірює ступінь взаємного впливу сигналів;

$\alpha = 1 \div 5$ – показник, який обчислюється за допомогою методу кодової послідовності. Цей показник визначається від 1 до 5.

Формула (5.4) дозволяє обчислити поріг ФВК, який вказує на максимальне допустиме значення функції взаємкореляції між сигналами в системі. Зазвичай поріг використовується для оцінки рівня взаємного впливу сигналів і встановлення межі, яка вважається прийнятною, що допомагає в аналізі і оцінці рівня взаємного впливу сигналів у системі.

Розробка ефективних систем з широкосмуговими сигналами (ШСС) з поліпшеними властивостями взаємної кореляції відіграє важливу роль в сучасних інтелектуальних комунікаціях. Детерміновані алгоритми побудови сигналів можуть бути корисними в таких системах з кількома способами.

1. Забезпечення точності та надійності: Використання детермінованих алгоритмів дозволяє забезпечити точність і надійність передачі сигналів. Оскільки сигнали заздалегідь відомі на стороні приймача, його можна налаштувати на правильне виявлення та інтерпретацію цих сигналів.

2. Уникнення взаємного переплутання: Детерміновані сигнали можуть бути ретельно спроектовані так, щоб уникнути взаємного переплутання або впливу одного сигналу на інший. Це особливо важливо в умовах перенасиченого електромагнітного спектра.

3. Забезпечення ефективного спектрального використання. Детерміновані алгоритми можуть допомогти забезпечити ефективне використання доступного спектру. Шляхом ретельного контролю за формою сигналів можна оптимізувати спектральну ефективність.

4. Захист від спотворень і шуму. Завдяки попередньому знанню про форму сигналів, можна розробити алгоритми для виявлення та корекції спотворень та шуму, що можуть виникнути під час передачі сигналів.

5. Відтворюваність та синхронізація. Детерміновані сигнали спрощують завдання відтворюваності та синхронізації. Сигнали, які відомі заздалегідь, можуть бути точно відновлені і синхронізовані на стороні приймача.

Усі ці фактори роблять детерміновані алгоритми побудови сигналів важливими для розвитку ефективних інтелектуальних комунікаційних систем, особливо в умовах, де важлива точність, надійність і здатність до співіснування з іншими сигналами. В реальних умовах в системах зв'язку з кодовим розділенням найчастіше використовують наступні класи сигналів.

1. Фазоманіпульовані сигнали (ФМ). Складаються з послідовності радіоімпульсів, їх фаза змінюється за заданим законом. У випадку радіочастотного ФМ сигналу, це може бути послідовність позитивних і

негативних імпульсів. Тривалість одного імпульсу T_0 математично визначається формулою [18]:

$$T_0 = \frac{T}{N}, \quad (5.5)$$

де T – тривалість ФМ сигналу ;

N – значення кількості імпульсів в послідовності.

Добуток ΔF визначає зміну частоти сигналу між позитивним і негативним імпульсами (ширина спектру), вимірюється в герцах (Гц), розраховується за формулою [9, 18]:

$$\Delta F = \frac{1}{T_0} = \frac{N}{T}. \quad (5.6)$$

2. Дискретні частотні сигнали (ДЧ). Ці сигнали містять визначену послідовність радіо імпульсів, з обов'язковим виконанням умови «законності» змінності їх частот. Тривалість в сигналі ДЧ визначається за формулою [18]:

$$T_0 = \frac{T}{M}, \quad (5.7)$$

де T – тривалість ДЧ сигналу;

M – число елементів в послідовності імпульсів інтелектуального радіо.

Для визначення ширини спектру (зміни частоти) і бази сигналу в частотному дискретному сигналі використовують наступні формули [42]:

$$F = \frac{1}{T_0} = \frac{M}{T}. \quad (5.8)$$

$$B = M^2. \quad (5.9)$$

3. Дискретні складові частотні сигнали (ДСЧ) є такими частотними дискретними сигналами, які містять імпульси завадоподібних сигналів [18, 42].

Для таких типів сигналів обов'язковою умовою є виконання ортогональності. Ортогональність - важлива характеристикою, яка забезпечує ефективний розподіл елементів сигнального ансамблю і може використовуватися для підвищення надійності інформаційного передавання. Умова ортогональності визначається як [42]:

$$\frac{1}{E} \int_0^T u_j(t) u_i(t) dt = 0, \quad \text{при } i \neq j, \quad (5.10)$$

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

E – енергія, якою володіють сигнали.

Ортогональність вимагає, щоб скалярний добуток між будь-якою парою різних елементів сигнального ансамблю був рівний нулю. Це означає, що сигнали не взаємно корелюють між собою і, отже, не впливають взаємно один на одного в процесі передачі чи обробки. Остання умова майже неможлива для виконання в випадку асинхронної роботи складних кодових конструкцій сигналів.

Для розв'язання цієї умови для складних сигналів визначається співвідношення рівня найбільших викидів бічних пелюсток ФВК (розраховується за формулою 5.4) [18, 42]. Ця умова визначає міру «чистоти» сигналу і може бути використана для оцінки того, наскільки сигнали в ансамблі схожі чи різні між собою.

На базі відомих послідовностей відео імпульсів, які підпорядковуються встановленим правилам, зазвичай, і формуються класи складних сигнальних конструкцій. До таких послідовностей відносять: послідовності Касамі, Голда,

нелінійні послідовності, послідовності М-типу, системи багатофазних сигналів [8, 14].

Параметри системних завад, що формуються всередині системи, базуються на структурі абонентських сигналів. Виходячи з цього, можна встановити позначення la_{max} , яке позначає: стійкість системи до завад – завадостійкість, продуктивне використання частотного спектру і максимальну кількість активних користувачів [20, 44]. Ця характеристика вказує на стійкість системи до завад або спроможність системи продовжувати нормальну роботу навіть при наявності завад. В контексті систем передачі сигналів з перекриттям по частоті, завадостійкість може вказувати на те, наскільки добре система може функціонувати в умовах інтерференції від інших сигналів чи завад.

Система передачі сигналів з перекриттям по частоті використовує окремі клієнтські сигнали для передачі даних. У таких системах дуже важливі наступні характеристики: якісне обслуговування користувачів та надійність передачі даних. Оскільки в системі існують завади і перешкоди, які можуть впливати на якість і достовірність передачі інформації, ці параметри безпосередньо залежать від кількості активних користувачів, сили їх сигналів та рівня активності в системі. Отже, для підвищення стійкості системи до завад і перешкод необхідно виконувати наступні дії:

1. Зменшення кількості одночасно активних користувачів: Це може бути досягнуто через розумне управління доступом користувачів до спектральних ресурсів і обмеженням кількості одночасних повідомлень.

2. Використання адаптивних алгоритмів контролю стану каналу. Ці алгоритми можуть аналізувати якість прийому даних і адаптувати параметри передачі (наприклад, потужність сигналу) для забезпечення найкращого можливого зв'язку в умовах завад.

Ці дії допомагають покращити стійкість системи до завад і перешкод і забезпечують надійну передачу даних у складних умовах з перекриттям по частоті. [20].

Використання адаптивних алгоритмів дозволяє оптимізувати параметри інтелектуальної системи та ефективно визначати стан каналу. Наприклад, в дослідженні, згаданому в роботі [20], було виявлено, що використання адаптивного алгоритму з «ковзним вікном спостереження» значно покращує продуктивність системи передачі даних. Проте, важливо враховувати, що цей підхід може призвести до ускладнення програмної та апаратної частини системи передачі інформації.

Іншим способом підвищення якості в системі є використання кодових конструкцій сигналів із покращеними властивостями взаємної кореляції, як описано в роботах [21, 22]. Оцінка цих сигналів проводиться на основі максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції, залежно від кількості імпульсів у послідовностях. Характеристики таких сигналів можна знайти в табл. 5.1. Ці методи дозволяють покращити якість передачі даних у інтелектуальних системах за умов складних обставин і підвищити їх надійність та продуктивність. Проте слід зауважити, що вони можуть вимагати складних реалізацій програмного та апаратного забезпечення.

Табл. 5.1.

Розрахунок значень максимальних викидів в бічних частинах ФВК в залежності від типів послідовностей

N – число символів у послідовностях	Значення R_{\max} викидів бічних пелюсток ФВК		
	Нелінійні послідовності	M-послідовності	Сигнали багатофазні
40	0,093	0,342	0,059
100	0,0798	0,2355	0,042
256	0,0627	0,1187	0,0208
512	0,0613	0,0864	0,0124

З табл. 5.1 видно, що всі досліджені послідовності теоретично мають непогані властивості взаємної кореляції. Однак на практиці може відбуватися перекриття сигналів користувачів по частоті і зміщення їх у часі, що

обов'язково призводить до порушення умови ортогональності між сигналами, особливо в умовах множинного доступу (МД). Множинний доступ може виникати в системах, де використовується кодове розділення каналів.

Це означає, що важливо проводити оцінку впливу множинного доступу на проектування інтелектуальних телекомунікаційних мереж. Порушення ортогональності може вплинути на якість передачі даних та ефективність системи, і тому важливо розробляти стратегії і алгоритми, які дозволять управляти цими впливами і забезпечити надійну та ефективну роботу системи в умовах МД.

Причиною виникнення завад множинного доступу (ЗМД) в системах зв'язку є випадкове перекриття користувацьких сигналів та випадковий зсув, який відбувається в різні моменти часу. Це стосується ситуацій, коли багато користувачів одночасно намагаються передавати дані через спільний канал зв'язку. У таких умовах сигнали можуть перетинатися, викликаючи інтерференцію і також можуть виникати зсуви в часі, що робить важким виділення окремих сигналів і розрізнення їхніх даних (рис. 5.1).

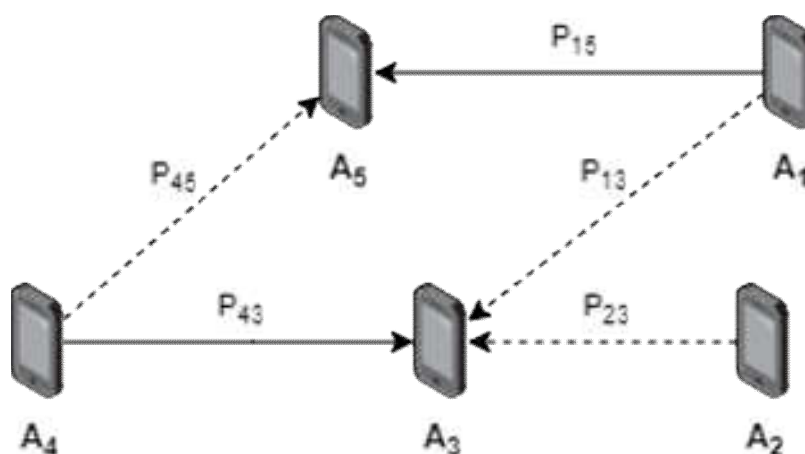


Рис. 5.1. Процес формування завад в системі інтелектуального радіо

Для подолання цих проблем і поліпшення ефективності системи МД використовуються різні методи, такі як призначення унікальних кодів

користувачам, розподіл часових і частотних ресурсів, а також використання алгоритмів, які дозволяють користувачам «слухати» і використовувати канал тільки тоді, коли вони фактично мають дані для передачі. Ці підходи сприяють зменшенню впливу завад МД і забезпечують більш ефективний та надійний обмін даними в системах з множинним доступом. [20].

На рис. 5.1. сигнал типу P_{43} позначає корисний сигнал для абонента A_3 , тоді як A – позначає абонентів. I, відповідно, P_{13} та P_{23} – це позначення завад для користувача мобільного пристрою - абонента A_3 . Визначено, що відстань між A_1 та A_3 дорівнює $L_{13} \approx L_{43}$, тобто приблизно однакова. Якщо відстань між користувачами є такою, що, незважаючи на завади і перешкоди, дозволяє чітко розрізнити корисний сигнал від пристрою, а рівень 0,1 для R_{\max} бокових пелюсток ФВК є в нормі і нічого не перевищує, в такому випадку вплив перешкод при розрахунках не враховується і має математичний вигляд логарифму $\log_2 \frac{L_{43}}{L_{13}} \cdot \frac{(2K-5)}{\sqrt{B}} = 0.1$. Де, B – база, яка дорівнює десять тисяч $B=10000$ відношення $L_{43}/L_{13}=2^{1,25 \dots 0,5}$ відстаней. У випадку вірного виконання умов, якщо $R_{\max} \approx 5/\sqrt{B}$, між користувачами A_1 та A_3 відстань дорівнює $L_{13} = 11,3$ км, а якщо $R_{\max} \approx 2/\sqrt{B}$, то відстань дорівнює $L_{13}=6,7$ км.

Таким чином, розглядаються випадки, коли відстань між користувачами і їх взаємодії з погляду завад не порушують умови для обчислень і можуть бути проаналізовані математично. Але в сучасних інтелектуальних телекомунікаційних системах визначення оптимальної відстані, на якій можна якісно виявити завади і відрізнити їх від корисних сигналів є важливою проблемою. Ця задача стає складною через значний вплив ФВК бічних пелюсток.

Для кращого розуміння ситуації, припустимо, що користувач отримує на свій приймач певну суму сигналів $\sum_{i=1}^{l_a} S_i(t)$, і лише один з цих сигналів є корисним і адресований конкретно цьому користувачу. При цьому кількість

завадних сигналів є значною більшою за кількість корисних сигналів, і ця різниця має бути досить великою $(l_a - 1) = l_3$ з обов'язковим виконанням умови $l_a \gg 1, l_3 = l_a$.

У результаті такої ситуації, коли всі сигнали, крім одного корисного сигналу, будуть виявлятися як завади, виникає проблема завад множинного доступу (ЗМД) на виході пристрою приймача. Це підкреслює важливість оцінювання параметрів ІТС з урахуванням не лише власних завад пристрою приймача, але й завад множинного доступу, які, у реальних умовах, можуть бути набагато більш проблематичними, оскільки їх кількість переважає кількість власних завад. Якщо характер та кількість завад множинного доступу чітко визначені і проміжок часу невеликий, що приблизно дорівнює тривалості складових елементів корисного сигналу, то опис цього процесу за допомогою функції нормального розподілу (білого шуму Гауса) з апроксимацією завад множинного доступу вважається прийнятним $\sum_{i=1}^{l_a} S_i(t)$ [18, 21].

Для визначення чинників, які показують наскільки інтелектуальна система захищена від завад множинного доступу, доцільно використання наступних співвідношень. Коли в загальній частотній смузі ΔF , при потужності сигналів користувачів абонентів P_j , спостерігається l_a число активних користувачів – абонентів, то сигнал буде описуватись як: $j = 1 \dots l_3; l_3 = l_a - 1$, а рівень потужності завад на вході пристрою приймача буде мати вигляд [18]:

$$P_{\text{ЗМД}} = \sum_{j=1}^{l_m} P_j. \quad (5.11)$$

В межах загальної смуги частот спостерігається рівномірна $P_{\text{ЗМД}}$ щільність спектральної потужності завад (5.11), тоді її $N_{\text{ЗМД}}$ спектральної щільності потужності можна розрахувати за формулою 5.12, а відношення сигналу до завад множинного доступу формулою 5.13 [53]:

$$N_{3МД} = \frac{P_{3МД}}{F} = \frac{1}{F} \sum_{j=1}^{l_3} P_j. \quad (5.12)$$

У випадку, коли завади множинного доступу мають нормальний закон розподілу, стійкість інтелектуальної системи до завад h^2 можна розрахувати за формулою 5.13.

$$h^2 = \frac{2E}{N_n}, \quad (5.13)$$

де E - значення енергій сигналу приймача;

N_n – значення спектральної щільності множинної завади.

Ці формули допомагають оцінити ступінь стійкості інтелектуальної системи до завад множинного доступу, враховуючи їхні енергетичні характеристики та спектральну щільність потужності.

Рівняння $E=P_{сер} \cdot T$ для визначення енергії сигналу є коректним при виконанні умови: $P_{сер}$ – середня потужність корисного сигналу, а тривалості сигналів T_i і T – ідентичні. При підстановці отриманих значень в (5.12), замінюючи N_n на $N_{3МД}$, отримаємо формулу [53]:

$$h^2 = \frac{P_c}{\sum_{j=1}^{l_3} P_j} B. \quad (5.14)$$

Якщо корисний сигнал і сигнал – завада мають однакову потужність $P_c = P_j$, формула (5.14) буде мати наступний вигляд [53]:

$$h^2 = \frac{B}{l_3} = \frac{B}{l_a - 1}. \quad (5.15)$$

У виведеній формулі (5.15) значення стійкості сигналів до завад h^2 – це відношення енергії від сигналу B до користувацьких завадних сигналів l_m . Найкращою ситуацією вважається така, коли виконується нерівність $l_a \gg 1$ і умовне рівняння $l_3 \approx l_a$. Кількість активних користувача l_a і база енергії від сигналу B мають пряме відношення до стійкості інтелектуальної системи до завад, завадостійкість системи позначається як $h^2_{зМД}$. Коли кількість активних користувачів мобільних пристроїв в інтелектуальній системі висока, спостерігається багато завад множинного доступу і завадостійкість такої системи $h^2_{зМД}$ нижче допустимої норми.

Підвищення стійкості інтелектуальної телекомунікаційної системи до завад відбувається за рахунок розширення ΔF смуги і збільшення T_i сигналу, тобто внаслідок розширення бази B енергії від сигналів користувачів. Якщо енергетична база B розширюється (розрахунки за формулою 5.11) зменшується спектральна щільність множинних завад доступу $N_{зМД} = P_{сер}/F_i$, а енергія сигналу, навпаки, зменшується (розрахунок за формулою $E_{сер} = P_{сер}T_i$.) Зрозуміло, що збільшення енергетичної бази це добре і так можна отримати хороші результати по завадостійкості $h^2_{зМД}$, але підвищення показника B , не враховує шуми, які безпосередньо надходять від пристрою - приймача.

Для врахування шумів від пристрою приймача закладаємо у нормальний стаціонарний процес рівномірний рівень щільності потужності спектру N_0 і отримаємо математичне рівняння для розрахування підсумкової щільності завади $N = N_{зМД} + N_0$. У разі необхідності виконання умови $P_{сер} = P_j$ і при $h^2_0 = E/N_0$ завадостійкість розраховується наступним чином [53]:

$$h^2 = \frac{1}{\frac{l_3}{B} + \frac{1}{h_0^2}}, \quad (5.16)$$

Якщо кількість активних споживачів $l_a < 10$ або спостерігається значна різниця в амплітудах заважаючих сигналів у приймача на вході, не можна

представити суму заважаючих сигналів у вигляді функції нормального випадкового розподілу [52]. Тобто завади доступу з апроксимацією за стаціонарним процесом з нормальною випадковістю відображають лише одну альтернативу роботи інтелектуальної телекомунікаційної системи. Модель, яка описує таку ситуацію досліджує лише базові параметри ІТС: розрахунок стійкості до завад при безперервній та дискретній передачі даних, ефективність системи, оптимізація модуляції, визначення кращих параметрів інтелектуальної системи за частотою і часом.

При нормалізації ЗМД за формулами (5.14) та (5.15) завадостійкість на вході до приймача залежить виключно від B бази сигналу, бо всі користувачі займають одну смугу з однаковою тривалістю. Проте треба враховувати кодове розділення в різниці сигналів. В реальних умовах це не завжди правдиво, бо завади можуть не мати рівномірний рівень потужності і при цьому, спостерігаються у вигляді нормального випадкового процесу. Формули (5.11-5.16) дають опис лише енергетичних параметрів процесу, враховуючи спектральну щільність, а цього замало, тому при наданні характеристик ЗМД потрібно використовувати кореляційну форму, як більш точну.

В інтелектуальних телекомунікаційних системах адреса користувача одночасно є двійковою інформацією цього користувача, тоді j -й сигнал користувача розраховується за формулою [54]:

$$u_j(t) = \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)t. \quad (5.17)$$

де T – тривалість передачі складного сигналу.

Для передачі інформаційних даних за допомогою складних сигналів (5.17) застосовуються різноманітні методи. Одним з таких є метод використання протилежних сигналів. У випадку, коли одночасно працює l_a користувачів, і має місце математичний ряд $j = 1, 2, \dots$, послідовність сигналів j -го користувача подається у вигляді формули [54]:

$$\sum_p \xi_{pj} \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0 - pT) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT), \quad (5.18)$$

де p – порядковий номер сигналу;

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

При безперервній роботі користувачів, значення p змінно нескінченно. Напряга на вході пристрою приймача будь-якого користувача, при одночасній роботі l_a кількості користувачів абонентів при однакових амплітудах сигналів користувачів, розраховується за формулою:

$$u_{\text{ex}}(t) = \sum_{j=1}^l \sum_{p=-\infty}^{\infty} \xi_{pj} \sum_{k=1}^N U a_{\gamma(k)} u(t - kT_0 - pT\gamma_j) \cos \frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT - \gamma_j), \quad (5.19)$$

де γ_j – зсув у часі, який виявляє можливе одночасне увімкнення користувачів.

Пристрій m -го користувача на прийомі сигналу абонента має наявності відповідний узгоджений робочий фільтр (формула 5.17). Внаслідок цього сигнали, які надходять в систему від інших користувачів, «читаються» як завади, бо такого фільтру не мають. При впливі на узгоджений фільтр на виході спрацьовує напруга, як автокореляція сигналу, а якщо має місце вплив сигналу типу j (де $m \neq j$), то маємо функцію взаємної кореляції складних сигналів j -го і m -го абонентів. Формула розрахунку напруги на виході в разі наявності напруги на вході виглядає:

$$U_{\text{auxj}}(t) = aE \sum_{j=1}^l \sum_{k=-\infty}^{\infty} \xi_{kj} R_{jm}(t - pT - \gamma_j) \times \cos \left[\frac{2\pi}{T_0} \gamma(k)(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - kT - \gamma_j) \right], \quad (5.20)$$

де a – константа;

E – значення енергії сигналу;

$R_{jm}(t)$ – огибаюча функція взаємної кореляції (ФВК) для сигналів j -го і m -го типів;

$\chi_{jm}(t)$ – значення фази цієї кореляції.

Оскільки комплексна огибаюча сигналу (5.20) має вигляд $U_j(t) = U(t) \exp[i\theta(t) + ij\Delta\omega t]$, то при підстановці розраховується формула:

$$R_{jm}(t) = \frac{1}{2E} \left| \int U_j(\tau) U_m(\tau - t) d\tau \right|. \quad (5.21)$$

При робочому $j=m$ сигналі на вході і при умові, що $R_{max} = R(0) = 1$ буде мати місце ситуація:

$$R_{mm}(t) = R(t) = \frac{1}{2E} \left| \int U_m(\tau) U_m(\tau - t) d\tau \right|. \quad (5.22)$$

В формулах (5.21) та (5.22) через несуттєвість, не зосереджують уваги на запізненнях у фільтрі. Для того, щоб розрахувати показники за вищенаведеними формулами треба мати їх вхідні статистичні параметри.

Розглянемо ситуацію в якій припускається, що відлік інформації активного користувача проводиться миттєво в тих точках, де значення максимальних відхилень бічних пелюсток функції дорівнює найбільшим значенням отриманим за формулою (5.21). В такому випадку, напруга відліку, без врахування рівня завади, дорівнює $\pm aE$, оскільки створюється виконання умови $R_{max} = 1$. Діапазон визначення функції взаємної кореляції (розрахований за формулою 5.21) становить $2T$.

Отже, в момент відліку від кожного заважаючого користувача, потрібно враховувати два сусідні користувацькі сигнали, оскільки їх кореляції перетинаються. Після залишення в (5.21) двох сусідніх користувачів для

кожного $j \neq m$, в момент відліку $t=tom$ виявляються завади ЗМД [20]. Це розраховується за формулою:

$$U_{jm}(t) = aE \sum_{j=1}^l \{ \xi_{pj} R_{jm} (t - pT - \gamma_j) \cos[\omega_0(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - pT - \gamma_j)] + \xi_{p+1,j} R_{jm} (t - T - pT - \gamma_j) \cos[\omega_0(t - pT - \gamma_j) + \chi_{jm}(t - T - pT - \gamma_j)] \}. \quad (5.23)$$

В даному математичному виразі на властивості статистики загальної суми впливає значення R_{jm} огинаючої і фази кореляційної функції χ_{jm} . В цій формулі $R_{jm} = r$, тобто залежність від сигналів номерів відсутня, а результатом є синусоїда з довільними фазами початку, в момент відліку, ця синусоїда зводиться випадкового значення з нормальним розподілом (5.22). Для подальших розрахунків, оскільки синусоїда не залежить від часу, знехтуємо її статистичними властивостями (5.23).

Приймемо, що сигнали мають однакові коефіцієнти взаємної кореляції, а R_{jm} має мінімальне значення як у взірцевого ідеального сигналу і дорівнює амплітуді $1/\sqrt{\Delta FT}$. Але огинаючи сигналів в реальних умовах мають більше значення, тому треба вводити умову $\alpha > 1$ з поправочним коефіцієнтом і враховувати, що від номерів j та m не залежать огинаючі функції взаємної кореляції, а амплітуда у даному випадку $R_{jm} = aEr$. І тоді розрахунок r буде мати вигляд:

$$r = \frac{R_{jm} \alpha}{\sqrt{\Delta FT}}. \quad (5.24)$$

У даному випадку ЗМД розподіляються за нормальним законом Гауса, тоді потужність сигналу розраховується як дисперсія за формулою [6]:

$$\sigma_{ЗМД}^2 = \frac{n(aEr)^2}{2}, \quad (5.25)$$

де n – кількість доданків у сумі.

Оскільки у (5.22) n дорівнює $= 2(l-1)$, і виконується нерівність $l \gg 1$ і приблизне рівняння $n \approx 2l$, то при підстановці, розрахункова формула прийме вигляд:

$$\sigma_{3МД}^2 = \frac{n(aE\alpha)^2}{2\Delta FT} \approx \frac{l(aE\alpha)^2}{\Delta FT}. \quad (5.26)$$

Потужність (дисперсія) шуму у фільтра на виході можна записати [53, 63]:

$$\sigma_{3МД}^2 = \frac{a^2 EN_u}{2}. \quad (5.27)$$

Всі завади в загальній сумі будуть складатися з доданків: завад множинного доступу і власного шуму, відповідно формул (5.25) та (5.26), а математичний вираз буде мати вигляд $\sigma^2 = \sigma_{3МД}^2 + \sigma_u^2 = (a^2 E / 2)(N_{3МД} + N_i)$, де щільність спектру ЗМД дорівнює $N_{3МД} = 2a^2 l E / \Delta FT$, і тоді сума доданків щільності спектру записується у вигляді формули:

$$N_0 = N_{3МД} + N_u. \quad (5.28)$$

Якщо має місце когерентний прийом на пристрій, то будуть помилки і треба визначати їх імовірність за формулою [53]:

$$P = 0.5[1 - \Phi(\eta h)], \quad (5.29)$$

де $\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x e^{-\frac{y^2}{2}} dy$; $h = \sqrt{\frac{E}{N_0}}$;

η – значення коефіцієнту безпосередньо залежного від способу передачі даних. Якщо маємо 2 протилежні сигнали, то $\eta = \sqrt{2}$.

Потужність спектру N_0 для інтелектуальної телекомунікаційної системи визначається формулою (5.23), і при підстановці отримуємо математичний вираз для визначення відношення сигнал/завади множинного доступу:

$$h_{\Sigma}^2 = \left[\frac{\sqrt{B}}{\alpha_{\max} \beta_{cp} (l_a - 1)} + \frac{1}{E_c / N_0} \right]^{-1}. \quad (5.30)$$

$$h_{3МД}^2 = \frac{\sqrt{B}}{\alpha_{\max} \beta_{cp} (l_a - 1)}, \quad (5.31)$$

де $h_{3МД}^2$ – вхідні значення відношення сигнал/завади для вирішуючого приймача;

$$\beta_{cp} = \frac{1}{P_c (l_a - 1)} \sum_{l=1}^{l_a-1} P_{nj} - \text{середнє значення, на яке завада перевищує сигнал};$$

P_c – значення потужності корисного сигналу;

P_{nj} – значення потужності заважаючого сигналу;

α_{\max} – max значення коефіцієнта властивостей взаємної кореляції сигналів.

На графіку рис. 5.2 можна побачити результати обчислень за формулою 5.31, при цьому кількість користувачів становить $\alpha = 1, 2, 3, 4, 5$ і всі відповідні залежності залишаються сталими. Як можна помітити з графіка, зі збільшенням кількості користувачів погіршуються властивості кореляції і відношення сигналу до завад зменшується. Це демонструє необхідність розробки методів для поліпшення властивостей взаємної кореляції в ансамблях складних сигнальних конструкцій з великими обсягами.

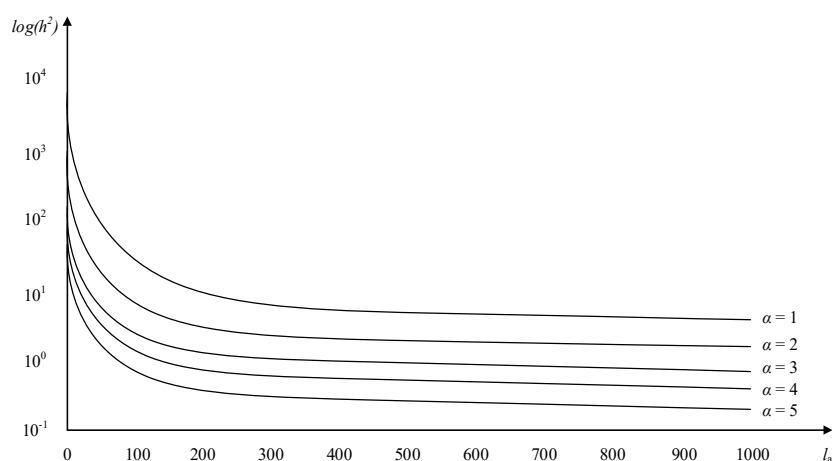


Рис. 5.2. Графік відношення сигнал/завади від кількості абонентів

Прийmemo константою $\eta h = \text{const}$ і тоді знайдемо кількості $\alpha^2 l / \Delta FT$ адрес користувачів від шуму при $P_{ном}$ - імовірності помилки. Значення $\alpha^2 l / \Delta FT$ визначається як h наслідок у випадках, коли відомі значення помилки $P_{ном}$, а $E/N_{ш}$ – допустиме значення відношення сигнал/завада.

Графік показує, що збільшення кількості адрес користувачів спостерігається при розширенні бази B , а при зменшенні кількості адрес користувачів збільшується значення огинаючої функції взаємної кореляції.

Результатом проведеного аналізу є висновок, що потребують подальшої розробки методи, які при високому рівні ЗМД, дозволять збільшити кількість абонентів в ІТС.

До таких методів, що дозволяють збільшити обсяги ансамблів складних конструкцій з покращеними властивостями взаємної кореляції можна віднести ті, що пророблені в роботах [23, 24, 25], а саме: метод просторової селекції сигналів за рахунок антен з вузькими діаграмами, метод рознесення сигналів різних користувачів за частотою, формування ансамблів складних кодових конструкцій сигналів мінімізуючих завади множинного доступу і маючих удосконалені властивості взаємної кореляції. У випадках обмежених ресурсів часу і частоти неможливо сформувати ансамблі складних сигнальних конструкцій з низьким рівнем завад [26,27]. А застосування антен з вузькою

спрямованістю, значно ускладнює конструкцію ансамблю і часто не прийнятне для повнодоступних радіомереж [30].

В реальних умовах сучасних ІТС використовують метод роботи на основі імпульсу, при якому пристрій передавач генерує і випромінює імпульси - електромагнітні коливання з доволі довгими паузами [42,43]. По формі прості імпульси в сукупності нагадують прямокутник (пачка). Припустимо, що Q – це величина шпаруватості, тобто характеристика періоду, що показує відношення періоду T_n слідування імпульсів до τ_i тривалості імпульсу [53]:

$$Q = \frac{T_n}{\tau_i} = \frac{1}{F_n \tau_i}, \quad (5.32)$$

де F_n – значення частоти повторення імпульсів;

T – значення тривалості пачки імпульсів.

Середнє значення шпаруватості імпульсу виражається формулою [53]:

$$Q_{сер} = \frac{T}{N\tau_i}. \quad (5.33)$$

Постійне значення T_n , також можна розрахувати за формулою (5.33). У цьому випадку будуть мати місце сигнали з інтервальним кодуванням – це «пачка» імпульсів, сукупність імпульсів з приймальної і з передаючої сторони з задалегідь відомими інтервалами. Імпульсні РЕС мають як P_i - імпульсну так і $P_{сер}$ - середню потужності випромінювання, значення яких при U_c – амплітуді імпульсу можна розрахувати за формулами, відповідно 5.34 і 5.35 [53]:

$$P_i = \frac{U_c^2}{2}, \quad (5.34)$$

$$P_{сер} = \frac{P_i N \tau_i}{T} = \frac{P_i}{Q}. \quad (5.35)$$

Отримані результати досліджень і проведені розрахунки вказують на актуальність максимально ефективного використання радіочастотного ресурсу в інтелектуальних телекомунікаційних системах в сучасних умовах. Розвиток безпроводових технологій супроводжується зростанням кількості користувачів, обсягів передаваного трафіку та вимог до стандартів якості передачі інформації.

У цьому контексті, дослідження ансамблів складних кодових конструкцій сигналів, зокрема, на основі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, ставлять важливі завдання, обов'язкові для розв'язання.

1. Вивчення властивостей взаємної кореляції складних сигналів для інтелектуальних телекомунікаційних систем. Результати аналізу показують, що відомі кодові послідовності і сигнали на їх основі мають задовільні взаємокореляційні властивості, але при випадковому зсуві зростає більше ніж у 2-5 разів рівень максимальних викидів бічних пелюсток, наслідком чого є збільшення рівня міжсимвольних спотворень (ЗМД).

2. Визначення впливу властивостей взаємної кореляції на величину завад множинного доступу в ІТС. Погіршення таких властивостей призводить до зменшення числа користувачів.

3. Встановлення того факту, що існуючі методи боротьби з завадами в сучасних ІТС не досягають прийняттого рівня під час випадкового часового зсуву.

4. Використання значень максимальних викидів функції кореляції як показника рівня ЗМД для викидів бічних пелюсток функцій взаємокореляції сигналів ансамблю.

5. Збільшення продуктивності використання ансамблів складних кодових конструкцій сигналів на основі послідовностей з поліпшеними кореляційними властивостями для зменшення завад.

6. Розробка методології збільшення обсягів ансамблів складних сигналів для ІТС з кодовим розділенням каналів.

7. Розробка програмних продуктів (застосувань) для реалізації і апробації алгоритмів формування ансамблів складних кодових конструкцій сигналів.

Всі визначені завдання розглянемо у наступних розділах.

5.2 Формування методів і моделей ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій з врахування властивостей їх взаємної кореляції

Сучасний тренд розвитку інтелектуальних телекомунікаційних систем передбачає стрімке і стійке зростання кількості користувачів у безпроводових мережах з множинним доступом і з кодовим розділенням каналів (CDMA). Зрозуміло, що збільшення чисельності активних користувачів формує проблему зростання рівня завад множинного доступу (ЗМД), оскільки сигнали в таких системах мають недосконалі характеристики взаємної кореляції. Перспектива збільшення чисельності користувачів може бути досягнута підвищенням граничних допустимих значень завад, але це обов'язково приведе до погіршення якості зв'язку, що є неприйнятним.

Способом розв'язання цього завдання є застосування методів формування складних кодових конструкцій сигналів на основі послідовностей коротких відео імпульсів з мінімальною енергетичною взаємодією і удосконаленими характеристиками взаємної кореляції. Це допоможе значно збільшити кількість сигналів, які можна передавати при оптимальному рівні ЗМД.

Для апробації процесу розділення сигналів доцільно використовувати псевдовипадкові послідовності коротких відео імпульсів, що мають низьку кореляцію і розраховуються за формулою [20, 55].

$$s_i(t) = \sum_{k=1}^{n_i} U_{k_i} \Pi[t - (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i], \quad (5.36)$$

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

U_{ki} – k -й елемент i -ї кодової послідовності, з значенням в діапазоні $[-1,1]$;

τ_i – значення тривалості імпульсу;

$Q_i = T_i / \tau_i$ – значення шпаруватості послідовності імпульсів;

T_i – значення періоду в i -й послідовності імпульсів.

Виходячи з умови обов'язкових обмежень функції $\Pi[t - (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i]$ її можна розрахувати за формулою:

$$\Pi[t - (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i] = \begin{cases} 1, & \text{при } (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i \leq t \leq k \cdot Q_i \cdot \tau_i \\ 0, & \text{при } (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i > t > k \cdot Q_i \cdot \tau_i \end{cases} \quad (5.37)$$

Шляхом узгодження кореляторів і фільтрів в реальних умовах реалізується приймання сигналів на оптимальному рівні. Відгук на рівні норми для узгодженого фільтра за інтегралом згортки можна розрахувати за формулою [53]:

$$r_{ij}(\tau) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) u_j(t - \tau) dt, \quad (5.38)$$

де $u_i(t)$ – значення характеристики сигналу на вході фільтра, узгодженого з $u_j(t)$;

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

τ – значення зсуву $u_i(t)$ і відгука $u_j(t)$.

При виконанні умов $i = j$ і $\tau = 0$ формула (5.38) прийме математичний вигляд, за яким розраховується значення нормованості відгуку фільтра [6]:

$$r(0) = r_{\max} = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = 1. \quad (5.39)$$

В математичному виразі (5.39) змодельовано ситуацію, коли при деякому зсуві τ , який є змінною величиною і залежить від $u_i(t)$ і $u_j(t)$ функцій, між

сигналами $u_i(t)$ і $u_j(t)$ існує інтегральний взаємозв'язок. Виходячи з цього $r_{ij}(\tau)$ і є функція кореляції сигналів $u_i(t)$ і $u_j(t)$. Значення кореляційних функцій будуть різні, бо в реальному житті на них впливає багато параметрів: доплерівський зсув, наявність сигнальних фільтрів, відповідно узгоджених і неузгоджених.

Формулою (5.40) через спектри і огинаючи сигналів в комплексі визначається взаємна функція невизначеності (ВФН) [6]:

$$R_{ij}(\tau, \Omega) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U_i(t) U_j(t - \tau) e^{j\Omega t} dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G_i(\omega - \Omega) G_j(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \quad (5.40)$$

де τ – значення зсуву між сигналами у часі;

Ω – значення додаткового доплерівського зсуву частоти.

Нижчеподане рівняння показує взаємозв'язок узгодженого фільтра з нормованим відгуком, а за формулою (5.42) розраховується ФВК, яка є перетином при умові, що $\Omega = 0$ [6]:

$$r_{ij}(\tau, \Omega) = \operatorname{Re} R_{ij}(\tau, \Omega) e^{j\omega_0\tau}. \quad (5.41)$$

$$R_{ij}(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U_i(t) U_j(t - \tau) dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G_i(\omega) G_j(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (5.42)$$

Якщо $i = j$, то функція невизначеності (ФН) для узгодженого фільтра буде мати вигляд (5.43), а функція автоматичної кореляції (ФАК), яка при $\Omega = 0$ є перетином функцій невизначеності прийме вигляд (5.44):

$$R_{ij}(\tau, \Omega) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) U(t - \tau) e^{j\Omega t} dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega - \Omega) G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (5.43)$$

$$R(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) U(t - \tau) dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (5.44)$$

Оскільки функція автоматичної кореляції фактично є перетворенням енергетичного спектра Фур'є, зворотне перетворення Фур'є спектр у буде мати наступний математичний вигляд:

$$|G(\omega)|^2 = 2E \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (5.45)$$

Функція взаємної кореляції послідовностей відео імпульсів з мінімальною енергетичною взаємодією можна розрахувати за формулою [6]:

$$R_{ij}(\tau) = \frac{1}{2\sqrt{E_i E_j}} \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t - \tau) dt, \quad (5.46)$$

де $s_i(t)$, $s_j(t)$ – значення i та j кодових послідовностей імпульсів, при умові $i \neq j$;

E_i и E_j – значення енергії відповідно i та j послідовностей;

T – термін періоду $s_i(t)$ і $s_j(t)$ функцій.

Умова мінімальної подібності є у тих послідовностей, в яких незалежно від зсуву є співпадіння тільки одного імпульсу [6]:

$$R_{ij}(\tau) \leq \frac{1}{n_i}, \quad (5.47)$$

де $n_i \geq n_j$ – чисельність імпульсів.

Для послідовностей з різною чисельністю $n_i \neq n_j$ характеристик, але з однаковою тривалістю формула (5.47) буде мати наступний вигляд [3, 6]:

$$R_{ij}(\tau) \leq \frac{1}{\sqrt{n_i n_j}}. \quad (5.48)$$

Тобто послідовностями з мінімальною взаємодією будемо вважати ті, що мають взаємні характеристики мінімуму подібності. Виконання умов з формул

(5.47) і (5.48) для коротких відеоімпулсів можливе лише з визначеними обмеженнями [20]:

1. $n_i > n_j$ в послідовностях $s_i(t)$;
2. $\tau_i = \tau_j$ для кожної послідовності на вході;
3. $n_i T_i \approx n_j T_j \approx T$ для кожного періоду імпульсу;
4. $Q_j > Q_i \gg 1$ - шпаруватість, при умові, що $n_i > n_j$.

Щоб визначити T_i, T_j період слідування імпульсів треба формули (5.46-5.48) представити у вигляді системи рівнянь [6]:

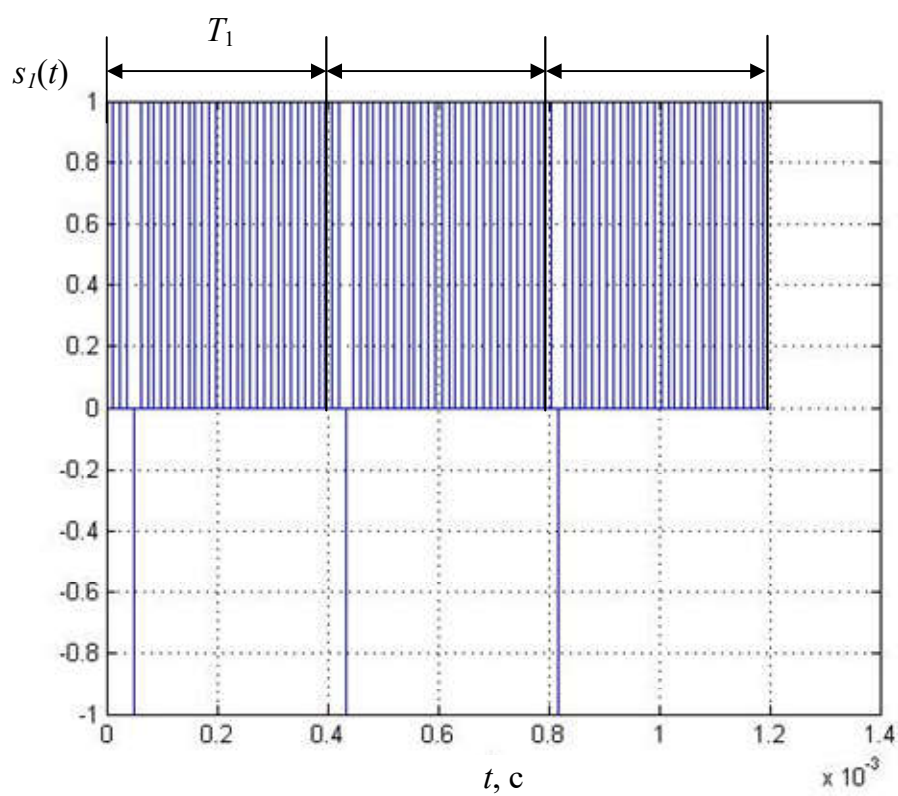
$$\left\{ \begin{array}{l} s_i(t) = \sum_{k=1}^{n_i} U_{k_i} \Pi[t - (k \cdot Q_i - 1) \cdot \tau_i], \\ s_j(t) = \sum_{k=1}^{n_j} U_{k_j} \Pi[t - (k \cdot Q_j - 1) \cdot \tau_j], \\ Q_i = \frac{T_i}{\tau_i}, \\ Q_j = \frac{T_j}{\tau_j}, \\ R_{ij}(0) = \frac{1}{2\sqrt{E_i E_j}} \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t) dt, \\ R_{ij}(0) \leq \frac{1}{\sqrt{n_i n_j}}. \end{array} \right. \quad (5.49)$$

Візуалізація графічного зображення послідовностей за вищевикладеними вимогами представлена на рис. 5.3.

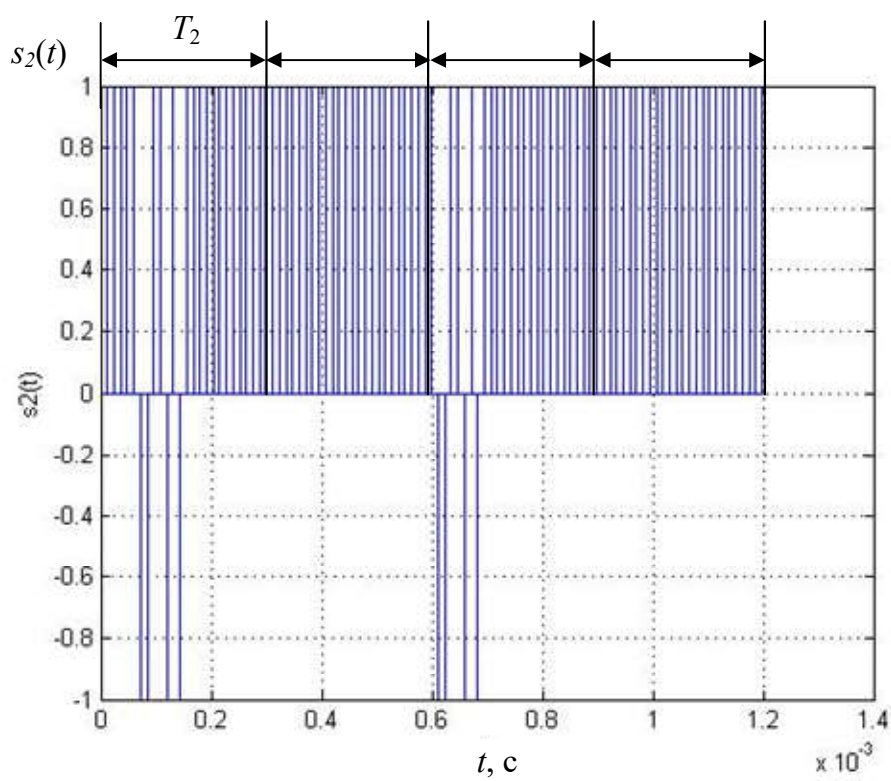
Розв'язання системи рівнянь 5.49 можливе через $\Pi[t - (k \cdot Q_j - 1) \cdot \tau_j]$ - прямокутну функцію шляхом апроксимації за функцією Хевісайда [103]:

$$\Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - (k \cdot Q_j - 1)\right] = H\left(\left[\frac{t}{\tau_i} - (k \cdot Q_j - 1)\right] + \frac{\tau_i}{2}\right) - H\left(\left[\frac{t}{\tau_i} - (k \cdot Q_j - 1)\right] - \frac{\tau_i}{2}\right). \quad (5.50)$$

$$\begin{aligned} \Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] = \\ H\left(\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] + \frac{\tau_i}{2}\right) - H\left(\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] - \frac{\tau_i}{2}\right) \end{aligned} \quad (5.51)$$



а



б

Рис. 5.3. Графічна форма представлення коротких відеоімпульсів з обмеженою взаємодією: а) $n_1 = 117$, б) $n_2 = 121$

В цьому випадку аналітика апроксиматичної функції Хевісайда буде мати вигляд математичного виразу [104]:

$$H(x) \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot th(kx) = \frac{1}{1 + e^{-2kx}}. \quad (5.52)$$

У іншому вигляді $\Pi[t - (k \cdot Q_j - 1) \cdot \tau_i]$ прямокутну функцію можна представити у вигляді [104]:

$$\begin{aligned} \Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] = & \quad (5.53) \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot th\left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i\right] + \frac{\tau_i}{2}\right) - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot th\left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i\right] - \frac{\tau_i}{2}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] = & \quad (5.54) \\ \frac{1}{2} \cdot th\left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i\right] + \frac{\tau_i}{2}\right) - \frac{1}{2} th\left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i\right] - \frac{\tau_i}{2}\right) \end{aligned}$$

або у формі експоненти [37]:

$$\begin{aligned} \Pi\left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right)\right] = & \quad (5.55) \\ \frac{1}{1 + e^{-2k\left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i\right] + \frac{\tau_i}{2}\right)}} - \frac{1}{1 + e^{-2k\left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1\right) \cdot \tau_i\right] - \frac{\tau_i}{2}\right)}} \end{aligned}$$

Суму послідовностей відеоімпульсів можна розрахувати за допомогою формул (5.56) і (5.57):

$$s_j = \sum_{i=1}^{n_i} \prod \left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \right] =$$

$$\sum_{j=1}^{n_j} \frac{1}{2} \cdot th \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] + \frac{\tau_i}{2} \right) - \frac{1}{2} th \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] - \frac{\tau_i}{2} \right) \quad (5.56)$$

$$s_i = \sum_{i=1}^{n_i} \prod \left[\frac{t}{\tau_i} - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \right] =$$

$$\sum_{j=1}^{n_j} \frac{1}{1 + e^{-2k \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] + \frac{\tau_i}{2} \right)}} - \frac{1}{1 + e^{-2k \left(\left[t - \left(k \cdot \frac{n_j}{n_i} \cdot T_i - 1 \right) \cdot \tau_i \right] - \frac{\tau_i}{2} \right)}} \quad (5.57)$$

При розрахунках за визначений період часу, мінімальне значення в послідовностях приймається рівним нулю, максимальне значення – одиниці і обов'язковим є виконання умови $s_k = 1$ для всіх досліджуваних послідовностей. Якщо все виконується, формула розрахунку буде мати вигляд:

$$\frac{1}{2\sqrt{E_i E_j}} \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t - \tau) \leq \frac{1}{\sqrt{n_i n_j}} \quad (5.58)$$

Остаточну T – тривалість періоду проходження імпульсів при n_i елементів можна розрахувати за формулою:

$$T_j = \frac{T_i n_i}{n_j} = \frac{n_i \tau_i Q_i}{T} \quad (5.59)$$

А шпаруватість імпульсів в послідовностях з min елементів n_{min} буде мати вигляд математичного виразу [53].

$$Q_{\max} = \frac{T}{\tau_i \cdot n_{\min}}. \quad (5.60)$$

Проведені математичні розрахунки, базуючись на використанні псевдовипадкових послідовностей з обмеженнями, застосовуються для створення складних кодових сигналів та генерації послідовностей коротких відеоімпульсів також з мінімальною взаємодією. Періоди цих імпульсів у нових послідовностях обчислюються відповідно до формули (5.59). Важливою перевагою використання таких послідовностей є низький рівень завад множинного доступу (ЗМД), який характеризується через взаємодію максимальних відхилень бічних пелюсток функції взаємної кореляції (ФВК) [26].

Апробацію розробленого методу наведено у прикладі. Нехай є 4 послідовності $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ і $S_4(t)$ з кількістю імпульсів $n_1 = 118$, $n_2 = 122$, $n_3 = 134$, $n_4 = 146$, значення $T \approx 1.2$ мс тривалості сигналів, значенням $\tau_i = 10$ нс тривалості імпульсів. За розрахунками отримаємо чисельні значення: $T_1 = 60,7$ мкс, $T_2 = 54,7$ мкс, $T_3 = 48,9$ мкс і $T_4 = 46,2$ мкс. Графічно функція взаємної кореляції для $S_1(t)$ і $S_2(t)$ послідовностей зображена на рис. 5.4. При тотожних амплітудах, енергію послідовності розраховують за формулою:

$$E_i = n_i \cdot U_i^2 \cdot \tau_i, \quad (5.61)$$

де n_i – значення кількості імпульсів в послідовності;

τ – період тривалості імпульсу;

U_i – значення амплітуди сигналу.

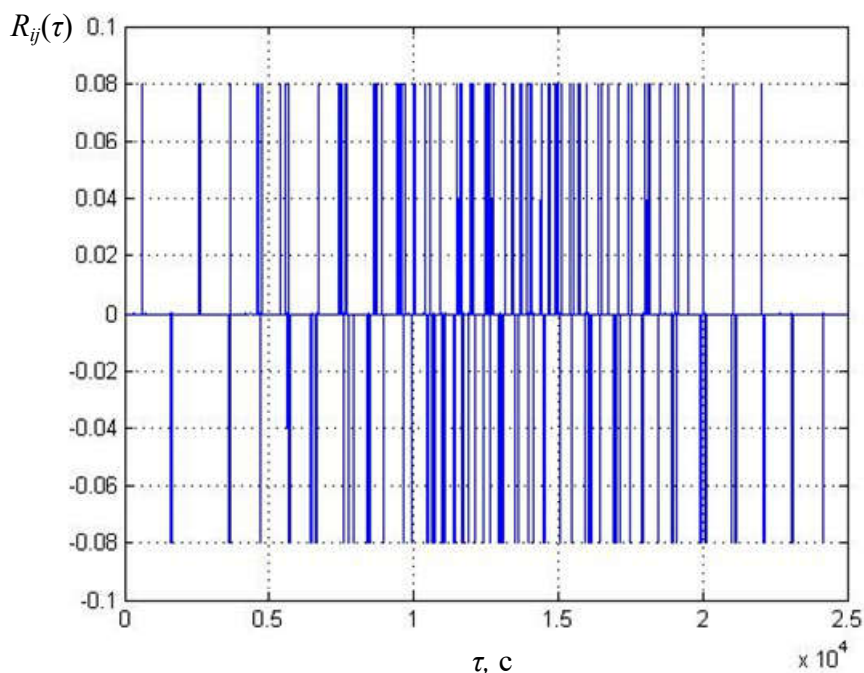


Рис. 5.4 -Графічне зображення функції взаємної кореляції для $s_1(t)$ і $s_2(t)$

Якщо маємо різні імпульси, то в результаті розрахунків отримуємо різну енергію сигналів. У цьому випадку за математичною формулою треба провести процедуру нормування [122]. Результати розрахунків наведено в табл. 5.2:

$$s_{i\text{норм}}(t) = \frac{s_i(t)}{\sqrt{E_i}}. \quad (5.62)$$

Табл. 5.2.

Аналіз розрахунків $R_{1\text{max}}$ ФВК на основі послідовностей з обмеженнями

	$\max R_1$	$\max R_2$	$\max R_3$	$\max R_4$
$\max R_1$	1	0,0204	0,0097	0,0093
$\max R_2$	0,0204	1	0,0095	0,0091
$\max R_3$	0,0097	0,0095	1	0,0087
$\max R_4$	0,0093	0,0091	0,0087	1

У відповідності з умовою найнижчої подібності, розраховані найвищі показники функції взаємної кореляції послідовностей з найнижчим рівнем взаємодії. Графічне зображення представлено на рис. 5.5.

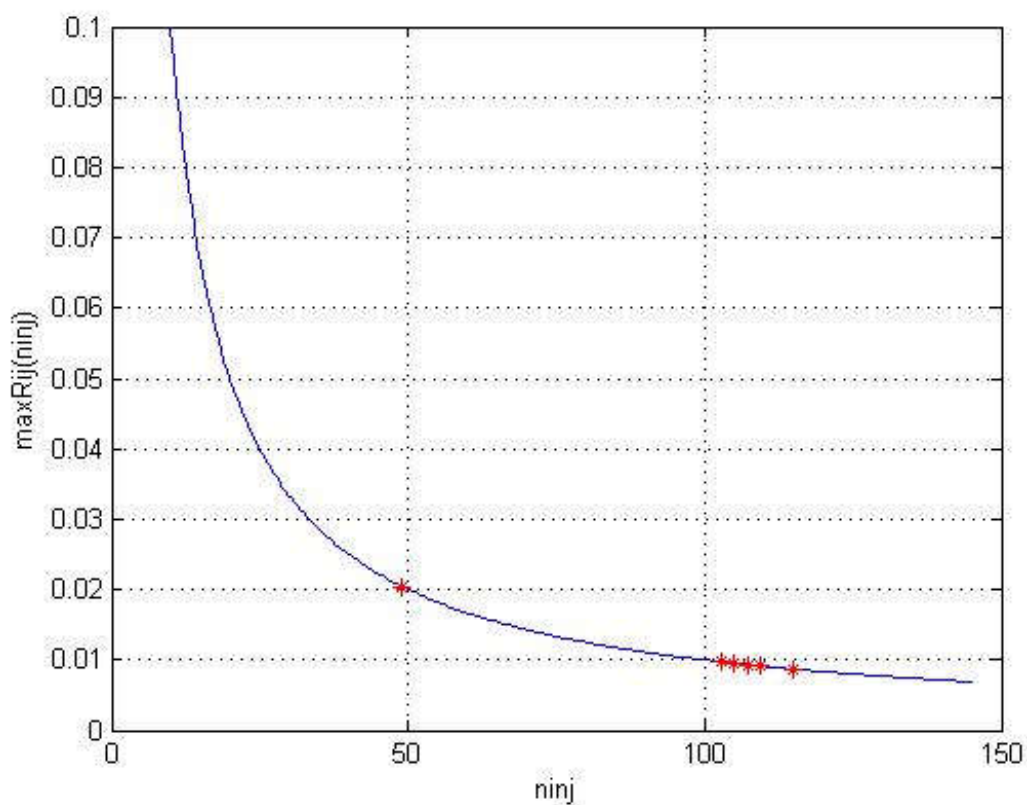


Рис. 5.5. Графік залежності коефіцієнта взаємної кореляції від кількості імпульсів у послідовностях

Апробація запропонованої методики створення на основі коротких відеоімпульсів послідовностей сигналів дозволяє зменшити рівень взаємодії, що тягне за собою зниження рівня завад множинного доступу (ЗМД).

5.3 Методи і моделі синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій з перестановкою часових інтервалів

До сучасних методів та моделей зі створення складних кодових конструкцій сигналів з задовільним рівнем взаємної кореляції належать нелінійні і лінійні рекурентні послідовності. Ці методи дозволяють створювати сигнали з високим рівнем стійкості до завад та забезпечувати ефективну передачу інформації в інтелектуальних мережах.

Нелінійні рекурентні послідовності можуть бути використані для генерації складних сигналів з високою взаємною кореляцією. Ці послідовності характеризуються нелійними рекурентними правилами, які дозволяють створювати відмінні сигнальні шаблони з унікальними властивостями взаємної кореляції.

Лінійні рекурентні послідовності також використовуються для створення кодових конструкцій сигналів. Вони базуються на лінійних рекурентних залежностях та можуть бути ефективними для забезпечення низького рівня кореляції між сигналами. [156]

Обсяг ансамблів таких конструкцій не повністю відповідає вимогам і нормам сучасних інтелектуальних телекомунікаційних систем. Невідповідність пов'язана лише з несуттєвим зниженням завадостійкості ансамблів складних сигналів, але в водночас з суттєвим зменшення захисту від завад в умовах динамічного діапазону приймаючих сигналів. Це доводить, що існуючі методи, які базуються на рекурентних послідовностях не можуть задовольнити умови формування ансамблів складних кодових конструкцій сигналів з оптимальними властивостями взаємної кореляції [20, 154, 156].

Вдосконалення існуючих методів можливе завдяки використанню функції взаємної кореляції (ФВК) як моделі для оцінки і поліпшення характеристик сигналів у взаємній кореляції. Цей науково-методичний підхід спрямований на досягнення суттєвого зростання обсягу ансамблів складних кодових

конструкції сигналів, з одночасним зниження рівня максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК.

Результати застосування цих методів і моделей в інтелектуальних телекомунікаційних системах з кодовим розділенням каналів відкривають можливість збільшення як кількості користувачів, так і обсягів ансамблів складних кодових конструкцій сигналів. Це сприятиме покращенню якості передачі даних та ефективності комунікаційних систем, дозволяючи одночасно підвищувати їхню продуктивність і завадостійкість.

Для розрахунків функції взаємної кореляції для послідовностей з тотожною тривалістю, але відмінними значеннями кількості імпульсів, обов'язковими є виконання умов описаних в роботі [74], а саме: $n_i < n_j$, тобто n_i і n_j повинні мати відмінні значення кількості імпульсів в $s_i(t)$ послідовностях, $\tau_i = \tau_j$ тотожні тривалості імпульсів для послідовностей, періоди $n_i T_i \approx n_j T_j \approx T$, а шпаруватістю сигналів $Q_i \approx Q_j \gg 1$ при різній кількості імпульсів $n_i \neq n_j$ для кожного сегменту.

Якщо мають місце псевдовипадкові послідовності з короткими відеоімпульсами, то для забезпечення коректності дослідження необхідно на першому етапі розбивати їх на рівні часові інтервали, а далі впроваджувати аналіз взаємної кореляції за допомогою методики розрахунку значень максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції з результируючим визначенням загального середнього значення. З отриманих розрахунків у першу чергу формують ряд значень за часовим інтервалом, а потім ряд з середніми значеннями величини максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємно кореляції. Подальший розрахунок часових інтервалів виконується шляхом аналізу отриманого ряду з розстановкою у відповідності до загального середнього значення. Так з застосуванням часових інтервалів формується новий комплекс послідовностей усередненого порядку. Ця методика дозволяє задовольнити умови, при яких взаємна кореляція в новоутвореному ансамблі майже на тому ж рівні, що і у вихідних послідовностях.

Покроковий алгоритм апробації методу створення ансамблів складних кодових конструкцій сигналів з перестановкою часових інтервалів послідовностей продемонстровано на рис. 5.6. Цей алгоритм складається з наступних етапів (кроків):

1. Задання вихідних даних. Нехай множина послідовностей $s_i(t)$ інтервалів, на яких необхідне розбиття послідовностей m , τ_i – значення тривалості імпульсу в $s_i(t)$, $i=1, \dots, N$; T – значення тривалості послідовності; Q_{\min} – значення шпаруватості імпульсів в послідовностях з тах кількістю елементів n_{\max} ; n_i – кількість імпульсів $i=1 \dots N$, ($n_i \neq n_j$).

2. Розрахунок періоду T_i імпульсів в i -й послідовності за формулою (5.59).

3. Розбиття на інтервали послідовностей.

4. Впровадження методу перестановок інтервалів.

5. Проведення для інтервалів попарних розрахунків для функцій взаємної кореляції (ФВК).

6. Перевірка отриманих значень функції взаємної кореляції інтервалів після перестановок з врахуванням умови мінімуму подібності.

7. При невиконанні умови найменшої подібності, видалення того інтервалу, який взаємодіє з найбільшою кількістю порушень умов. І знову до повного виконання умов запускається цикл дій з четвертого пункта по сьомий.

8. Визначення загального середнього значення функції взаємної кореляції.

9. Складання отриманої послідовності значень максимальних викидів бічних пелюсток функції взаємної кореляції.

10. Формування послідовності.

11. Виконання перевірки отриманих значень функції взаємної кореляції нових послідовностей з врахуванням умов \min подібності.

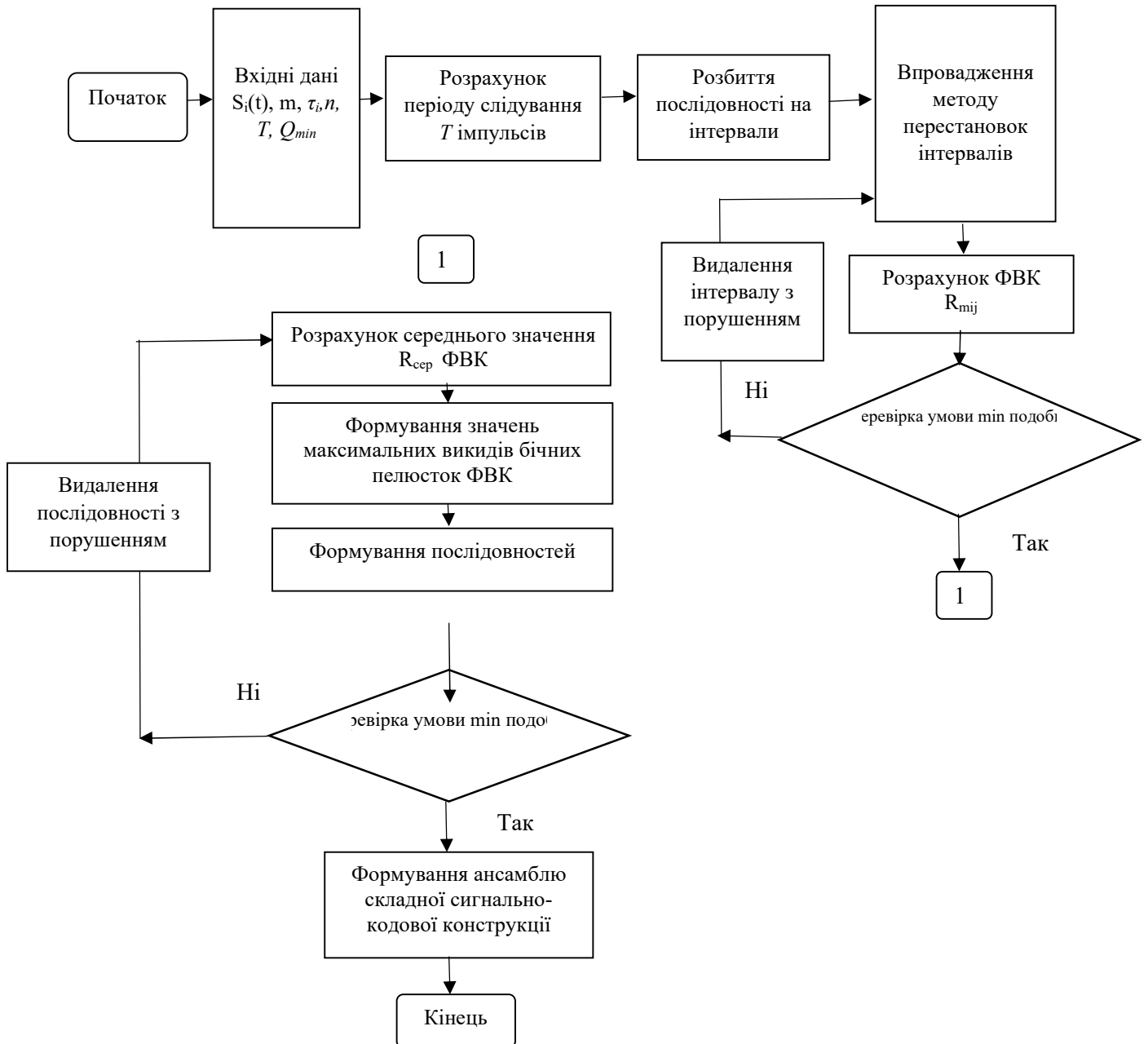


Рис. 5.6. Алгоритм апробації методу формування ансамблів складних кодових конструкцій сигналів

12. При невиконанні умови найменшої подібності видаляється та послідовність, що отримала найбільше число порушень і запускається цикл з восьмого по дванадцятий пункт алгоритму до того моменту, поки умова не буде виконана.

13. Прийом новоутворених послідовностей до ансамблю сигналів.

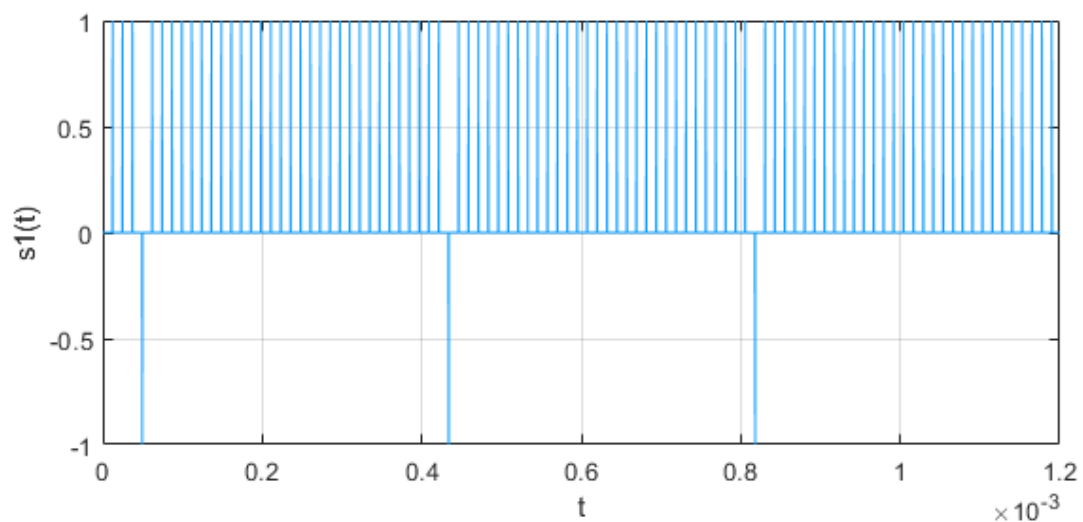
Розрахунок значень найбільших відхилень бічних пелюсток функції взаємної кореляції, отриманої на основі часових інтервалів шляхом перестановки проводиться за формулою [26]:

$$R_{ij}(\tau) = \int_{-T}^T s_i(t) s_j(t - \tau) dt \quad (5.63)$$

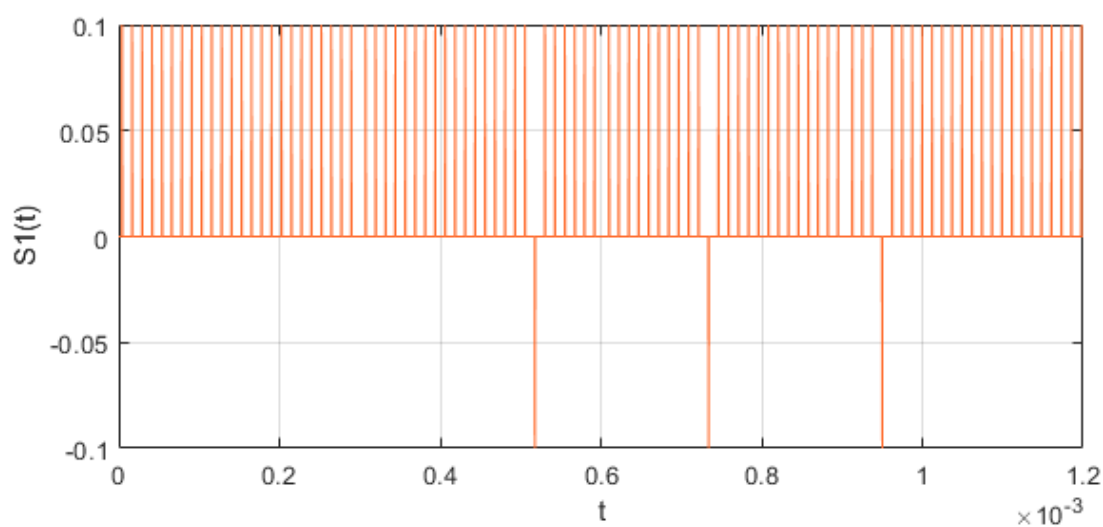
де $s_i(t)$, $s_j(t)$ – i -а і j -а значення послідовностей коротких відео імпульсів, $i \neq j$;
 T – значення інтервалу за функціями $s_i(t)$ и $s_j(t)$.

Апробація розробленого методу проходить за наступними вихідними даними: використовуються чотири послідовності імпульсів $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$, $S_4(t)$ з кількістю імпульсів $n_1 = 117$, $n_2 = 123$, $n_3 = 137$, $n_4 = 149$, при значенні тривалості сигналів у $T \approx 1.2$ мс і тривалості імпульсів $\tau_i = 10$ нс. В кожній послідовності імпульси проходять наступні періоди: $T_1 = 60,6$ мкс, $T_2 = 54,7$ мкс, $T_3 = 48,9$ мкс і $T_4 = 46,2$ мкс.

За розробленою моделлю послідовності розбиваються на 4 рівні складові. Для кожної складової отриманих вихідних послідовностей попарно розраховуються значення функції взаємної кореляції. На наступному етапі на базі середніх значень і перевірки на умову найменшої подібності створюється нова послідовність. Графічне зображення діаграм, отриманих в результаті розрахунків і перестановок часових інтервалів показано на рис. 5.7.



а) вихідна послідовність



б) послідовність на основі перестановки часового інтервалу

Рис. 5.7. Часові діаграми

Для оптимізації розрахунків за запропонованим методом, розроблений програмний код для Matlab (додаток Е). Максимальне значення функції кореляції послідовностей за рахунок перестановок показано в табл. 5.3.

Табл. 5.3.

Максимальне значення функції кореляції сигналів з перестановками

	$\max R_1$	$\max R_2$	$\max R_3$	$\max R_4$
$\max R_1$	1	0,0168	0,0082	0,0077
$\max R_2$	0,0168	1	0,007	0,0087
$\max R_3$	0,0082	0,007	1	0,0079
$\max R_4$	0,0077	0,0087	0,0079	1

В процесі порівняння найбільших значень функції взаємної кореляції сигналів на основі послідовностей з найменшим рівнем взаємодії і з перестановкою доведено, що отримані показники мають кращі характеристики взаємної кореляції ніж були у послідовностях вихідних даних і значно менший рівень завад. Залежність максимальних відхилень пелюсток функції в залежності від кількості імпульсів з перестановками показано на рис. 5.8.

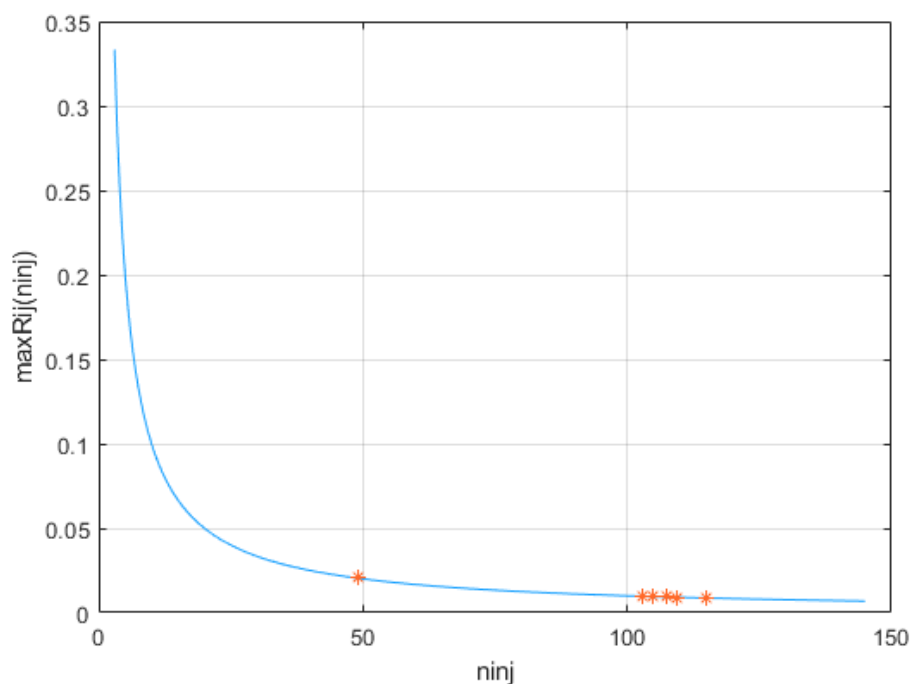


Рис. 5.8. Залежність відхилень від кількості імпульсів у послідовностях

Результати апробації і досліджень характеристик кореляції нових сформованих ансамблів конструкцій сигналів довели повне задоволення умові

найменшої подібності при найвищому рівні викидів бічних пелюсток функції кореляції. Ансамблі складних кодових конструкцій сигналів, створені за запропонованим методом з перестановкою часових інтервалів і з виконанням умови взаємної кореляції, є структурами значно більшого обсягу і з більш низьким рівнем завад і з удосконаленими характеристиками кореляції в порівнянні з вихідними даними.

5.4 Дослідження ансамблевих властивостей складних сигнальних конструкцій з перестановкою інтервалів на основі ранжування

Характеристики ансамблів складних кодових конструкцій широко відомих сигналів детально розглянуто в літературі [121, 167, 172], однак сигнали, сформовані з перестановкою часових інтервалів псевдовипадкових послідовностей з удосконаленими характеристиками взаємної кореляції, доволі рідко зустрічаються в дослідженнях, тільки в працях [25, 27].

На практиці, використання складних ансамблів кодових сигналів з переміщенням часових інтервалів призводить до значного збільшення кількості сигналів у новосформованому ансамблі, при цьому рівень сигнал-шум залишається на низькому рівні. Це досягається завдяки покращенню властивостей взаємної кореляції і істотному зменшенню максимальних відхилень бічних пелюсток функції. [53].

За допомогою цього можливе збільшення чисельності користувачів, яких можна одночасно обслуговувати в інтелектуальних телекомунікаційних системах з наявністю кодового розділення каналів. Однак, теоретичних гіпотез замало, тому для ефективного застосування в реальних умовах, треба проведення додаткових досліджень і апробація запропонованих методик і моделей з метою виявлення реальних характеристик новоутворених ансамблів сигналів.

Сигнали в інтелектуальних телекомунікаційних системах з наявністю множинного доступу і кодового розділення каналів зв'язку повинні відповідати

умовам: найнижчий рівень завад, оптимально допустимий рівень відхилень бічних пелюсток функції взаємної кореляції R_{\max} доцільно розраховувати за формулою (5.4), а B – значення загальної база сигналу за формулою (5.3). (докладно описані в розділі 5.1) [53].

Мінімальний рівень подібності в послідовностях коротких відеоімпульсів з фіксованою кількістю елементів розраховується за формулою (5.4), яка також підходить для розрахунку мінімального рівня подібності ансамблів складних кодових конструкцій сигналів, сформованих з перестановкою часових інтервалів. Для розрахунку середнього значення $L_{\text{сер}}$ – обсягу великого ансамблю сигналів, при якому формується обсяг великих ансамблів на значно більшому рівні інтелектуальної системи використовується формула [27]:

$$L_{\text{сер}} = C(\alpha) \frac{n^{\alpha-1}}{[\ln(an)]^{3/2}}, \quad (5.64)$$

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

n – значення кількості імпульсів у послідовностях з псевдовипадковістю; значення $a \approx 1.6$, виходячи з розрахунків у роботі [30], як таке, що належить до діапазону 1-5.

Задаємо величину l_{HB} , як таку, на основі якої створюють нові дочірні ансамблі і що враховує чисельну кількість послідовностей у ансамблі на виході на базі послідовностей з низьким рівнем взаємодії. Величину m , як таку, що враховує максимальну кількість потенційних інтервалів розбиття послідовностей. Величину факторіалу $(m!-1)$, як кількість ансамблів складних кодових конструкцій сигналів, отриманих перестановкою часових інтервалів на основі ранжування, врахуванням залежності від кількості інтервалів розбиття.

В загальній сумі чисельна кількість новоутворених ансамблевих послідовностей, отриманих перестановкою часових інтервалів розраховується математичним виразом:

$$L_{pp} = L_{нв} + L_{нв}(a_1!-1) + L_{нв}(a_1!-1)(a_2!-1) + L_{нв}(a_1!-1)(a_2!-1)(a_3!-1) + \dots + L_{нв} \prod_1^m (m!-1), \quad (5.65)$$

де l_{HB} – значення кількості послідовностей у ансамблі на виході, на базі якого створюють решту дочірніх ансамблів;

m – найвищі показники кількості інтервалів, на які «б'ються» послідовності;

a_1, a_2, a_3 – чисельні параметри інтервалів можливого розбиття.

Для визначення найвищої кількості часових інтервалів, на які можливе розбиття послідовностей з обмеженими рівнями взаємодії і низьким рівнем max кількості відхилень бічних пелюсток функції взаємної кореляції, на практиці використовується k_T коефіцієнт тривалості послідовності, який розраховується за допомогою такого виразу:

$$k_T = \frac{T}{\tau}, \quad (5.66)$$

де T – значення тривалості послідовності:

τ – значення тривалості імпульсу.

Візуальне відображення процесу створення ансамблів складних сигнально-кодових структур, які отримуються шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей показано на рис. 5.9.

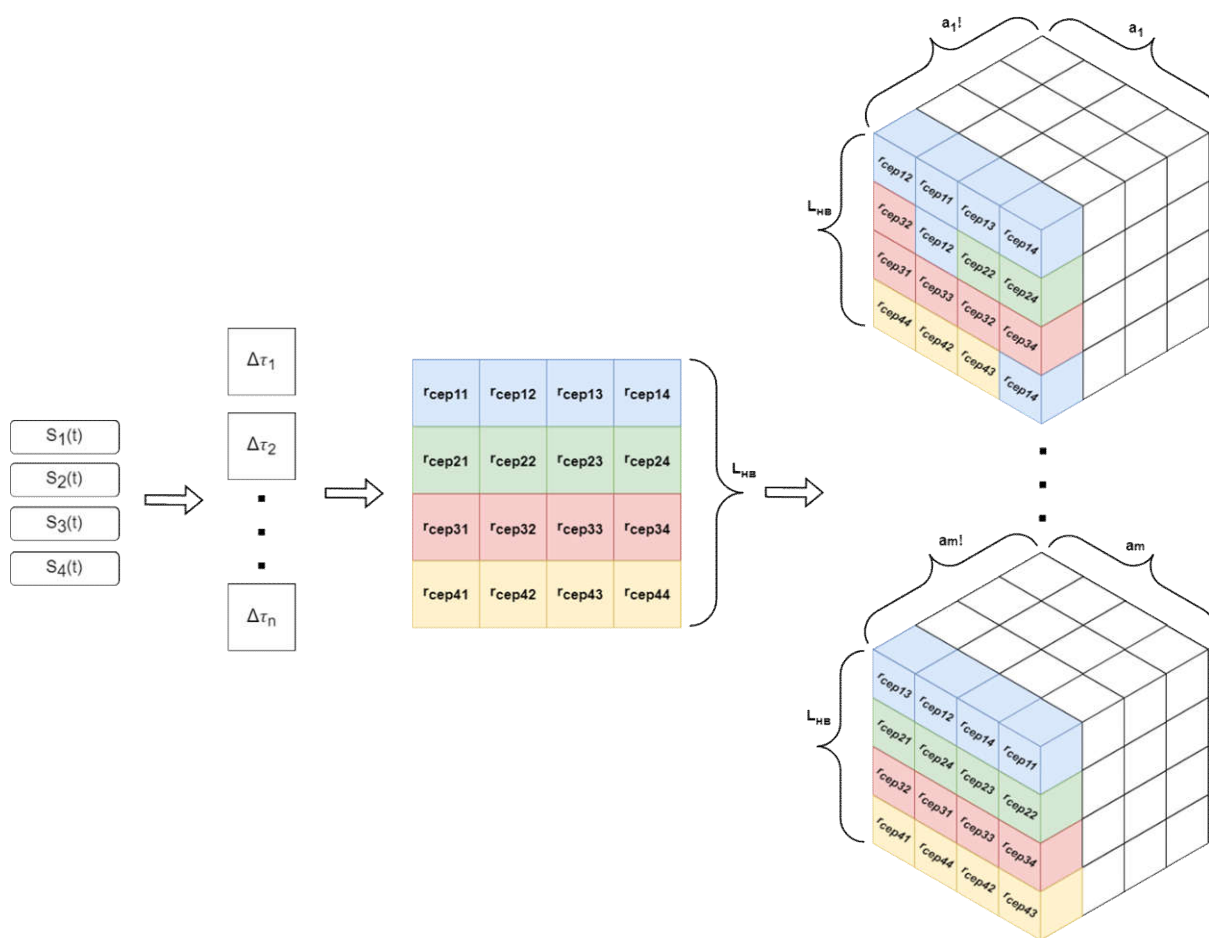


Рис. 5.9 – Візуалізація процесу створення ансамблів складних сигналів за методом перестановок

Результати проведених обчислень виявились вельми обнадійливими, оскільки показали значущі поліпшення у характеристиках ансамблів складних кодових конструкцій сигналів, отриманих з перестановкою послідовностей часових інтервалів. До основних удосконалень належить отримання граничних значень чисельної кількості новосформованих сигналів з низьким рівнем взаємодії і побудова їх графічних залежностей від кількості потенційно можливих інтервалів розбиття послідовностей у часі (рис. 5.10).

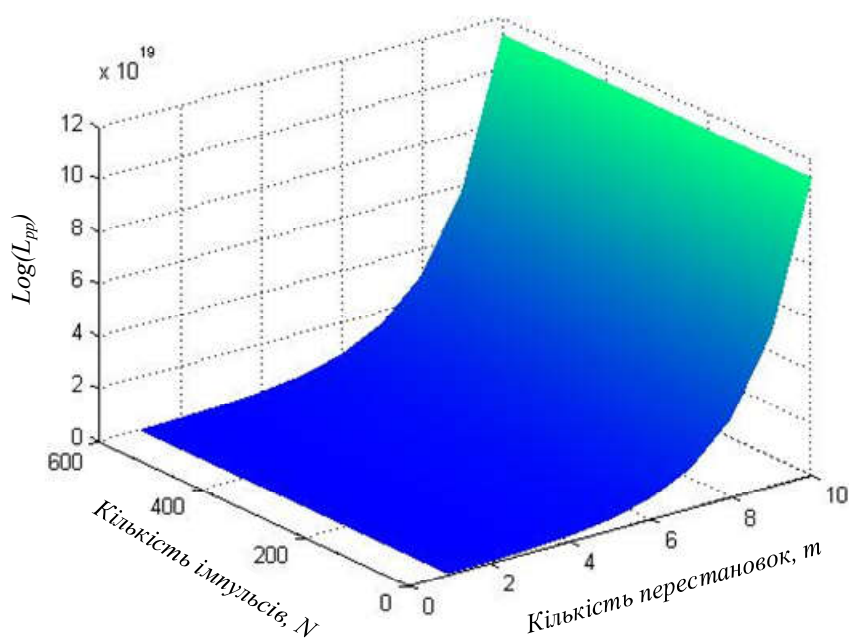


Рис. 5.10. Діаграма залежності розміру ансамблів складних сигнальних конструкцій від комбінацій перестановок у часі та кількості імпульсів

Результати апробації запропонованих методик і моделей відповідають прогнозованим теоретичним гіпотезам. При реалізації поділу послідовностей на часові інтервали з перестановкою, сформовано ансамблі складних кодових конструкцій сигналів із збільшеними обсягами і значно поліпшеними властивостями взаємної кореляції у порівнянні до вихідних послідовностей.

Висновки за розділом 5

Отримав подальший розвиток методичний підхід з врахуванням властивостей взаємної кореляції щодо формування ансамблів складних кодових конструкцій сигналів в часовій області. Цей метод має відмінність від існуючих за рахунок того, що на першому етапі алгоритму досліджувані послідовності «б'ються» на визначені інтервали часу, а на другому етапі проводиться перестановка. Сигнали, створені таким чином, відрізняються найнижчим з

можливих рівнем ЗМД, який, у свою чергу, визначається найбільшими значеннями відхилень бічних пелюсток ФВК.

В розділі розроблено покроковий алгоритм для впровадження методичного підходу з формування ансамблів конструкцій складних кодових сигналів з перестановкою послідовностей в різні інтервали часу. Запропонований алгоритм дозволяє створювати конструкції сигналів з оптимально низьким рівнем енергетичні взаємодії між конструктивними елементами. Розрахунок алгоритму проводився за допомогою Matlab.

Проведено аналіз різних складних кодових конструкцій сигналів з метою виявлення найкращих умов і характеристик властивостей взаємної кореляції. В результаті доведено, що найліпші властивості взаємної кореляції і повна відповідність умовам мінімальної подібності спостерігається у складних кодових конструкцій сигналів отриманих з перестановкою частотних інтервалів послідовностей у часі.

Після проведення дослідження, обґрунтовано, що властивості складних кодових конструкцій сигналів утворених з перестановкою послідовностей в інтервалі часу мають більший об'єм ансамблів, ніж ансамблі інших відомих сигналів, що застосовуються в інтелектуальних телекомунікаційних системах. В реальних умовах ця перевага дозволяє знизити рівень ЗМД при обслуговуванні великої кількості абонентів.

РОЗДІЛ 6

АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ОЦІНОК ТА АПРОБАЦІЯ МЕТОДІВ СИНТЕЗУ АНСАМБЛІВ СКЛАДНИХ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ

Безпроводові інтелектуальні телекомунікаційні системи і мережі в сучасному світі застосовуються в широкому спектрі галузей, сприяють значному покращенню продуктивності, безпеці та зручності життя людей в різних областях, від телекомунікацій до сільського господарства і медицини. Це сучасні технологічні рішення, що поєднують в собі інтелектуальний аналіз даних та безпроводовий зв'язок для досягнення більш ефективною та розумною комунікації.

Сучасні безпроводові інтелектуальні телекомунікаційні системи мають великі потенційні можливості із збільшення числа користувачів і, відповідно, можливості з удосконалення якості обслуговування. Реалізувати цю мету на практиці дозволяє множинний доступ до різноманітних технологій та інформаційних ресурсів з використанням складних сигналів з великими обсягами.

Одним із дієвих способів із збільшення обсягів сигналів є застосування послідовностей з псевдовипадковістю, що мають низький рівень енергетичної взаємодії в часовій області. В них різна кількість імпульсів, але визначені послідовності мають спільну характеристику, а саме – це однакова тривалість імпульсів та приблизно однаковий період між імпульсами та шпаруватістю.

Ці послідовності мають переваги, такі як: низький рівень енергетичної взаємодії в визначеній часовій області, низька взаємна кореляція, низький рівень міжсигнального спотворення ЗМД і відповідність умовам мінімуму подібності. Проте, дослідження ансамблів таких сигнальних конструкцій на практиці довели, що їх обсяг обмежується кількістю утворюючих послідовностей.

Тобто на сьогодні актуальним завданням є створення таких ансамблів кодових конструкцій сигналів, які мають взаємну кореляцію, близьку до конструкцій, що в часовій області мають мінімальний рівень взаємодії і здатні обслуговувати одночасно велику кількість користувачів.

Одним з методів досягнення цього є широке застосування ансамблів складних сигналів. Таких, що було отримано за рахунок перестановки часових інтервалів послідовностей. Цей метод дозволяє значно збільшити обсяг ансамблів конструкцій за рахунок використання часових сегментів зі стандартних послідовностей і їх подальшої перестановки. При цьому зберігається взаємна кореляція між сигнальними конструкціями ансамблю і рівнем ЗМД. Також можна збільшити обсяг ансамблів складних сигнальних конструкцій, виділивши смуги частот зі спектра сигналу із їх в спільну область частот із застосуванням методу перестановки.

Дослідження обсягу та взаємної кореляції ансамблів складних сигнальних конструкцій, створених таким чином, дозволить визначити їх використання в інтелектуальних безпроводових системах, що мають кодово розділений канал.

6.1 Апробація методики перестановки частотних елементів кодових конструкцій сигналів шляхом повного перебору

Попередні дослідження з використанням методу створення складних сигнальних конструкцій, дозволили отримати визначені результати. Вони доводять, що використання методу перестановки часового інтервалу послідовностей на практиці дозволяє реалізовувати такі сигнальні конструкції, в яких рівень їх максимальних викидів бічних пелюсток ФВК часових елементів в повній мірі задовольняє необхідним умовам подібності мінімального рівня.

Для подальшого розширення масштабів ансамблів складних сигнальних конструкцій та оптимального використання обмеженого радіочастотного ресурсу, необхідним і актуальним є застосування методики перестановок

частотних елементів сигнальних конструкцій шляхом їх повного перебору [121].

Методики перестановок частотних елементів сигнальних конструкцій шляхом їх повного перебору можуть включати різні підходи та алгоритми для оптимізації частотних характеристик сигналу. До найбільш відомих методик належать наступні.

1. Повний перебір всіх можливих перестановок. Цей метод полягає в тому, щоб розглянути всі можливі комбінації перестановок частотних елементів. Наприклад, якщо є N частотних елементів, то це вимагає спробувати всі можливі $N!$ (факторіал) способів перестановки. Цей метод гарантує знаходження найкращого рішення, але може бути обчислювально важким для великих N .

2. Генетичні алгоритми. Генетичні алгоритми моделюють еволюцію шляхом вибору, схрещування та мутації кращих рішень. У цьому випадку, «генами» можуть бути частотні елементи, і процес еволюції веде до знаходження оптимальних комбінацій частот.

3. Методи оптимізації з використанням математичних рівнянь. Використання математичних моделей і рівнянь для знаходження оптимальних частотних елементів. Це може включати лінійне програмування, методи оптимізації в реальному часі та інші методи математичної оптимізації.

4. Методи перебору з підтримкою дерева пошуку. При великому N , коли повний перебір неможливий, можна використовувати методи, які використовують дерева пошуку, щоб обмежити кількість переборів. Наприклад, метод глибокого першого пошуку (DFS) або метод гілок та меж (Branch and Bound).

5. Метаевристичні методи: Включають в себе методи, які використовують певні стратегії для пошуку оптимальних рішень. Наприклад, методи віджимки (Simulated Annealing), мурашиний алгоритм (Ant Colony Optimization) і т. д.

Дослідження, проведені в попередніх розділах довели, що для формування ансамблів сигналів в безпроводовій інтелектуальній системі найбільш ефективним буде застосування методу повного перебору з перестановками, заснований на порівнянні значень максимальних викидів бічних пелюсток ФВК сигнальних конструкцій, що утворились під час частотної фільтрації різноманітних вихідних послідовностей з різними діапазонами частот.

Для методу перестановок частотних елементів сигнальних конструкцій, що базуються на порівнянні максимальних викидів бічних пелюсток ФВК різних сигнальних конструкцій, запропоновано наступний алгоритм реалізації:

1. Генерація вихідних послідовностей. Спочатку генеруються різні вихідні сигнальні послідовності або конструкції, які можуть бути використані в системі. Ці послідовності можуть включати різні діапазони частот чи спектральні характеристики.

2. Частотна фільтрація. Кожна з вихідних послідовностей піддається частотній фільтрації з використанням різних діапазонів частот. Це може бути досягнуто, наприклад, шляхом застосування фільтрів різної ширини смуги.

3. Розрахунок ФВК: Після частотної фільтрації розраховується ФВК для кожної з отриманих сигнальних конструкцій. ФВК включає в себе інформацію про кореляційні характеристики сигналу і, зокрема, максимальні викиди бічних пелюсток.

4. Порівняння викидів. Для кожної сигнальної конструкції порівнюються значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК. Обирається та конструкція, для якої ці викиди мають найменші значення.

5. Вибір оптимальної конструкції. Конструкція з найменшими максимальними викидами бічних пелюсток ФВК вважається оптимальною і використовується в системі.

6. Впровадження в систему. Обрана оптимальна конструкція впроваджується в роботу безпроводової інтелектуальній телекомунікаційної системи з метою поліпшення її характеристик і ефективності.

Цей алгоритм допомагає вибрати найкращу сигнальну конструкцію, яка забезпечує мінімізацію максимальних викидів бічних пелюсток ФВК i , отже, поліпшення характеристик сигналу. Розглянемо розрахунок алгоритму.

Інтегралом від F_H до F_B добутку i -го та j -го елементу сигнальних конструкцій записується значення коефіцієнту порівняння максимально можливого викиду бічних пелюсток ФВК сигнальних конструкцій. Він має наступний вигляд:

$$R_{ij \max}(\Delta f) = \int_{F_H}^{F_B} s_i(\Delta f) \cdot s_j(\Delta f - \Delta) d\Delta f, \quad (6.1)$$

де Δf – фільтраційна смуга;

Δ – визначений крок інтегрування.

У тому числі, необхідне виконання умови, що отримані значення описуються математичною залежністю, яка відповідає визначеним умовам мінімальної подібності

:

$$R_{ij \max} \leq \frac{2 \dots 5}{\sqrt{B}}. \quad (6.2)$$

Перестановка кодових конструкцій сигналів виконується з застосуванням методичного підходу повного перебору. В якості прикладу вихідних даних задано набір визначених елементів частот, таких як: R_1, R_2, R_3, R_4 . Вони були отримані в різних проміжках визначеного спектру, з застосуванням методу смугової фільтрації, до того як вихідні послідовності отримали покращені характеристики взаємної кореляції. В якості результату отримано перестановки з різними можливими комбінаціями, а саме R_{11}, R_{12}, R_{13} і R_{14} :

Описаний метод перестановок можна виразити у наступному вигляді:

$$\sum R_{ij} = \frac{R_{ij}^2 - R_{ij}}{2}. \quad (6.3)$$

Для формування оптимізованої послідовності було використано середнє значення максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК ансамблів кодових структур. Якщо під час математичних обчислень виявлялась сигнальна конструкція, яка не відповідала формулі залежності (6.2), то вона автоматично виключалась з списку значень, які брали участь у дослідженні. З отриманих в результаті експерименту значень було створено такі групи ансамблів сигнально-кодових структур, які мали оптимальний порядок перестановок елементів конструкцій та значно покращені властивості взаємної кореляції.

Отриманий в результаті обсяг ансамблю кодових конструкцій сигналів, значно перевищує обсяг ансамблів вихідних послідовностей. Реалізація перестановок, була описана алгоритмом, що представлений на рис. 6.1.

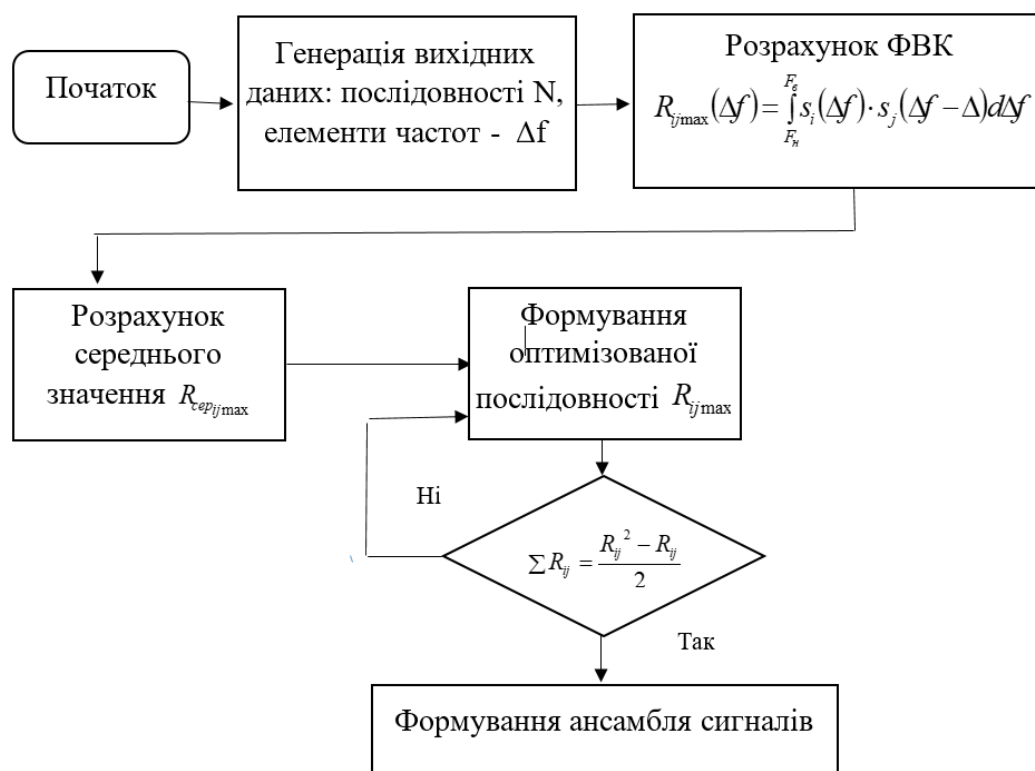


Рис. 6.1 – Алгоритм методу повного перебору перестановок частотних елементів з урахуванням ФВК

Для оцінювання ефективності зазначеного методу було проведено дослідження чотирьох послідовностей, а саме $s1(t)$ – $s4(t)$, які були сформовані за допомогою алгоритму реалізації, описаного в [120], з використанням мови MATLAB, на якій було написано програмний код (додаток Б). У якості вихідної умови визначено загальний діапазон ширини смуги фільтрації з кроком 2 кГц від 5 кГц до 200 кГц. На рис. 6.2 представлено сигнально-кодову конструкцію отриману методом перестановок частотних елементів з ФВК. Нормована функція взаємної кореляції (ФВК) та функція автоматичної кореляції (ФАК) цієї прикладної конструкції сигналу наведена відповідно на рис. 6.3 та рис. 6.4.

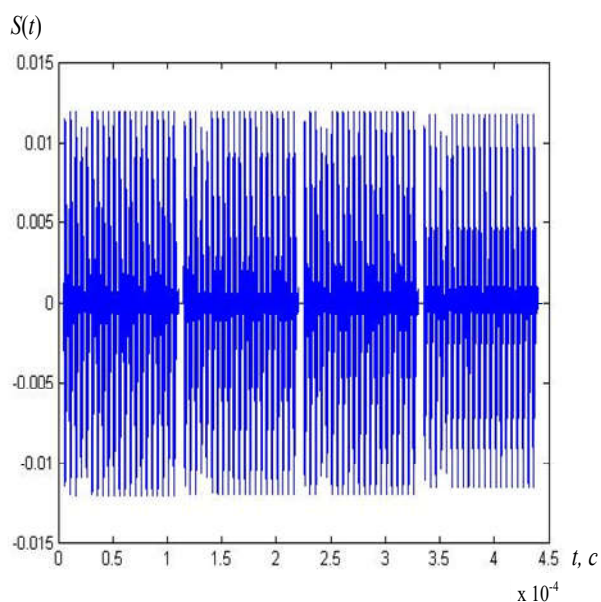


Рис. 6.2. Діаграма кодової конструкції сигналу

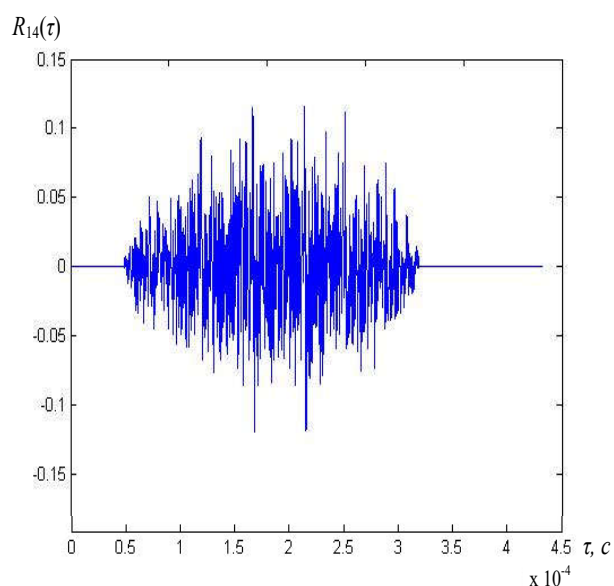


Рис. 6.3. Нормована ФВК сигнальної конструкції з перебором елементів

Порівнюючи значення ФВК конструкцій сигналів, які були створені за допомогою методики повного перебору перестановок елементів частот вихідної послідовності, з результатами попередніх досліджень, можна помітити невелике погіршення кореляційних властивостей сигнальної конструкції. Це відбувається за рахунок того, що величина максимального викиду бічних пелюсток ФВК сигнальної конструкції напряму залежить від кількості

фільтраційних смуг і що, в свою чергу, є окремим завданням. Крім того, важливо вирішити задачу вибору оптимальної ширини фільтраційної смуги для вихідних послідовностей з урахуванням обмежень на максимальні викиди бічних пелюсток ФВК.

Аналізуючи отримані результати, можна встановити, що значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК конструкцій сигналів, при виділенні чотирьох частотних елементів, не перевищують $3/\sqrt{B}$, що відповідає вимогам щодо рівня взаємної кореляції конструкцій сигналів у межах одного ансамблю (6.1).

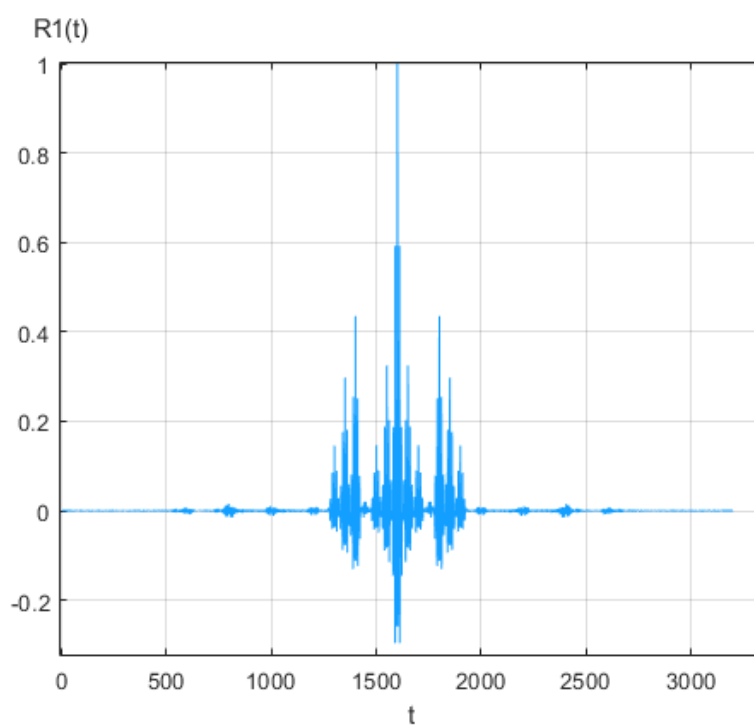


Рис. 6.4. ФАК кодової конструкції сигналу на основі методичного підходу перестановок елементів частот

Завдяки методиці повного перебору перестановок частотних елементів з різних вихідних послідовностей і зміни ширини фільтраційних смуг, були створені конструкції сигналів з наявним низьким рівнем кореляції. Такі результати надають можливості з створення ансамблів сигнальних конструкцій зі збільшеними об'ємами, порівняно з ансамблями вже відомих конструкцій.

6.2 Апробація методів синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій з удосконаленими властивостями взаємної кореляції з фільтруванням смуги і перестановками

Для збільшення обсягу сигнальних конструкцій в ансамблях запропоновано метод створення ансамблів складних сигналів, який базується на послідовностях з покращеними властивостями взаємної кореляції, що було отримано завдяки перестановкам і використанню смугової фільтрації. Сутність цього методу ґрунтується на застосуванні процесу фільтрації смуги до послідовностей з псевдо випадковістю, які відзначаються низьким рівнем взаємодією у часовій області (описані у [118, 119, 120]).

Під час проведення аналізу діапазон частот цих послідовностей поділяється на різні рівні смуги. Для визначення оптимального рівня смуги фільтрації сигналів здійснюється аналіз залежності функції взаємної кореляції (ФВК) R_{ij} від кількості елементів у послідовностях $\sqrt{n_i n_j}$ та ширини фільтраційної смуги ΔF , що відповідають умовам максимальних значень.

Для оцінки кількості фільтраційних смуг використано коефіцієнт використання k_s частотного спектру. Цей коефіцієнт використовується для оцінки того, скільки фільтраційних смуг можна вмістити у частотному спектрі вхідних сигналів і як вони взаємодіють між собою. На основі значення k_s можна приймати рішення щодо розподілу смуг і визначення оптимальної кількості смуг для фільтрації сигналів. [119]:

$$k_s = \frac{\Delta F}{\Delta f}, \quad (6.4)$$

де ΔF – значення ширини основної пелюстки (піка) у спектрі послідовності з псевдовипадковістю з обмеженою взаємодією в часовій області;

Δf – значення ширини фільтраційної смуги (діапазон частот, які можуть бути включені або передані через фільтр)

Для виділення певних частотних діапазонів з загальної смуги задіяних частот використовується фільтр Чебишева першого роду [6]. Цей фільтр використовувати вкрай раціонально там, де стає гостра необхідність в забезпеченні визначених амплітудно-частотних характеристик (АЧХ). І також фільтр Чебишева застосовують для деяких частот смуги придушення [6].

Цей фільтр дозволив ефективно виділити певні смуги частот зі спектру послідовностей з псевдовипадковістю, де взаємодія між частотами має мінімальний розмір. Аналіз отриманих конструкцій сигналів, що були профільтровані, показує їх суттєві відмінності за формою один від одного, хоча при цьому виконується умова, що подібність сигналів є мінімальною. Після цього конструкції сигналів, що обмежені за частотою, переносяться в загальний діапазон частот мобільних пристроїв та терміналів для їх подальшої обробки.

Здійснення частотного переносу виражається аналітично, як це описано у джерелах [149]:

$$F^{-1}\{X(\omega - \omega_0)\} = s(t)e^{-j\omega_0 t}, \quad (6.5)$$

де $s(t)$ – сигнал, отриманий після проведення частотної фільтрації;

X – спектр частот сигналу;

$\omega_0 t$ – фазовий зсув.

Затримка сигналу в аналітичному виразі (6.5), яка призводить до зміни характеристики фазової частоти, яка відображає взаємозв'язок між деякими гармонійними компонентами: $\frac{\sin(\omega)}{\cos(\omega)}$.

Для отриманих сигнально-кодових конструкцій виконано розрахунки значень викидів бічних пелюсток ФВК згідно з математичним виразом:

$$R_{ij}(\tau) = \int_{-T}^T s_i(t)s_j(t - \tau)dt. \quad (6.6)$$

У зв'язку з різною кількістю імпульсів у послідовностях та наявністю відмінностей в енергіях безперервних сигналів, для розрахунку ФВК за допомогою виразу (6.4) рекомендується нормалізувати енергію сигналів [149].

$$s_{i_{норм}}(t) = \frac{s_i(t)}{\sqrt{E_i}}. \quad (6.7)$$

ФВК розраховується для всіх можливих пар сигнальних конструкцій. Далі визначається загальне середнє значення ФВК та формується чіткий ранжований ряд, в якому отримані значення будуть коригуватися відносно цього значення.

Наступним етапом є перевірка обчислених значень ФВК для кожної пари сигнальних конструкцій, для переконання, що вони відповідають заданому рівню максимальних викидів бічних пелюсток ФВК. Якщо умова мінімальної подібності не виконується, то послідовність, взаємодія з якою є і викликає найбільшу кількість порушень умов мінімальної подібності, вилучається з ансамблю конструкцій сигналів. У випадку виконання заданої умови, отримані сигнально-кодові конструкції приймаються до ансамблю сигналів.

Далі, з отриманих в розрахунках елементів формується така послідовність сигналів, де першу позицію займає той елемент, у якого ФВК має середнє значення. Наступні елементи визначаються на основі аналізу значень ФВК з використанням методики перестановок, які дозволяють вибрати оптимальний альтернативний варіант з найкращими властивостями взаємної кореляції між сформованими сигналами. Алгоритм, що втілює метод формування ансамблів складних кодових конструкцій на базі послідовностей з поліпшеними властивостями взаємної кореляції, отриманих шляхом смугової фільтрації з перестановками [120], представлений на рис. 6.5.

Алгоритм методу формування групи сигнально-кодових структур, на базі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, що були отримані фільтруванням смуги з перестановками, включає такі операції:

1. Визначення вихідних даних: кількість послідовностей - $S_i(t)$;
- ширина спектрального діапазону - ΔF ;
- кількість імпульсів в послідовності – n_i ;
- тривалість послідовності - T ;
- тривалість імпульсу в послідовності - τ_i ;
- шпаруватість імпульсів в послідовностях з максимальною кількістю елементів - Q_{min} ;

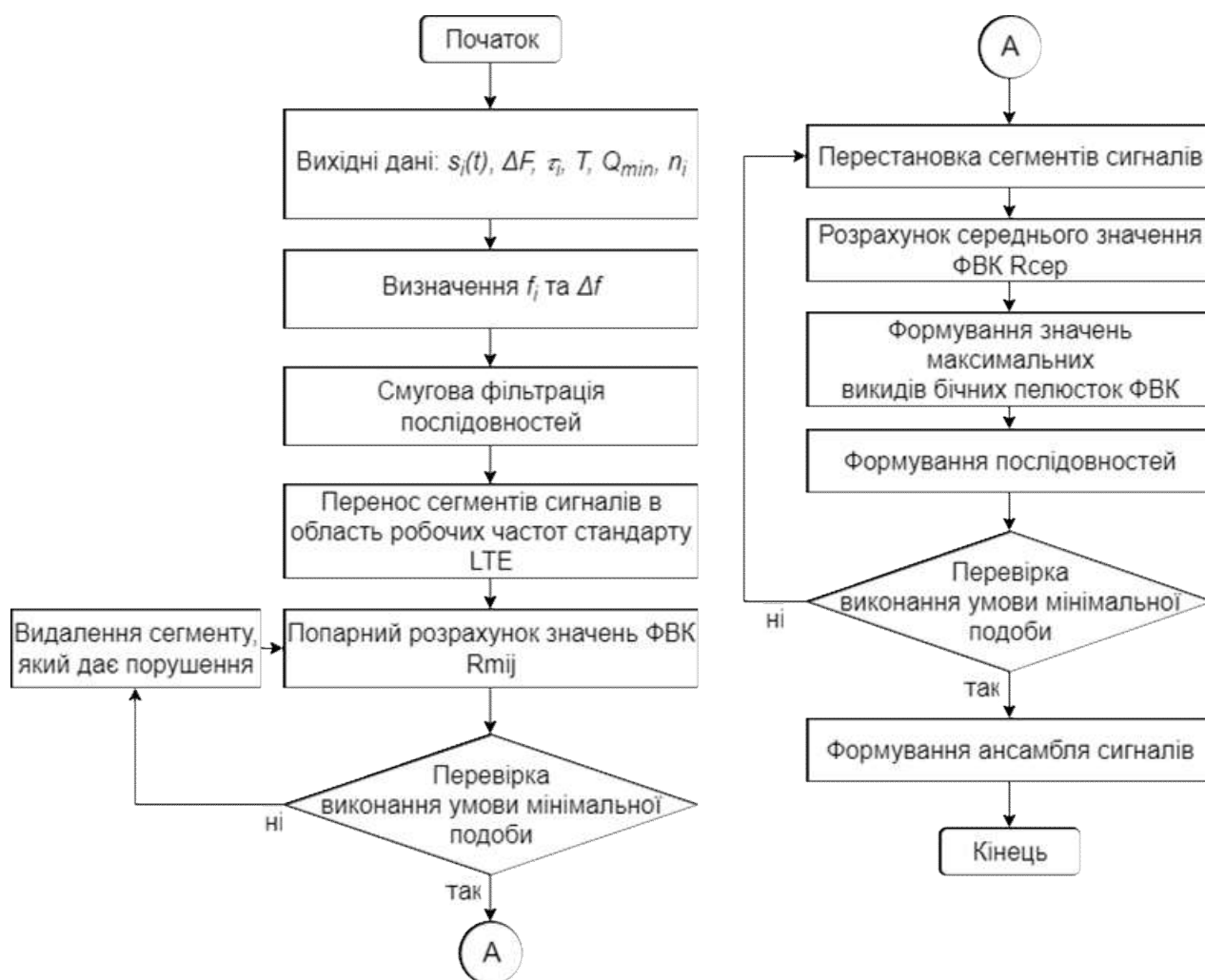


Рис. 6.5. Алгоритм створення ансамблів сигнальних кодових структур

2. Визначення фільтрації f_i та кількості смуг частот у спектрі сигналу Δf .
3. Використання фільтрування смуги для обробки послідовностей.
4. Перенесення частотних елементів кодових конструкцій сигналів в спільну область частот.
5. Обчислення значень ФВК для пар елементів отриманих кодових конструкцій сигналів.
6. Аналіз значень ФВК елементів кодових конструкцій сигналів на відповідність умови обмеженої подібності.
7. Якщо умова обмеженої подібності не виконується, то видаляється сегмент, взаємодія з яким призводить до найбільшої кількості порушень в умовах експлуатації відносно інших сегментів. Після цього, проводиться повторний розрахунок відповідно до пунктів 5-7 алгоритму до досягнення умови мінімальної схожості.
8. Перестановка елементів отриманих послідовностей.
9. Розрахунок значення загального середнього ФВК.
10. Створення послідовності на основі загального середнього значення, використовуючи значення максимальних викидів бічних пелюсток ФВК.
11. Створення оптимізованої послідовності відповідно до розрахунків.
12. Перевірка умови мінімальної схожості між послідовностями для визначення оптимального варіанту перестановок.
13. Прийняття послідовностей для створення ансамблю сигналів.

На рис. 6.6 показано графічне представлення методу формування ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій на базі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, що були отримані за допомогою смугової фільтрації з послідовними перестановками.

Для перевірки ефективності запропонованого методу було обрано вихідну вибірку, що включає п'ятдесят послідовностей кодових конструкцій сигналів. Кожна із цих послідовностей має різну кількість імпульсів в діапазоні від 23 до 512. Тривалість послідовностей – $T \approx 1.2$ мс, тривалість імпульсів –

$\tau_i = 10$ нс. Для фільтрації було обрано смугу на проміжку від 5 кГц до 200 кГц, з кроком 2 кГц. Візуалізація результатів виконана за допомогою програмного коду на мові MATLAB (Додаток Е).

На рис. 6.7 та 6.8 наведено сукупність сигнальних кодів, які були отримані в результаті фільтрування смуги та їх переносу в спільну область частот.

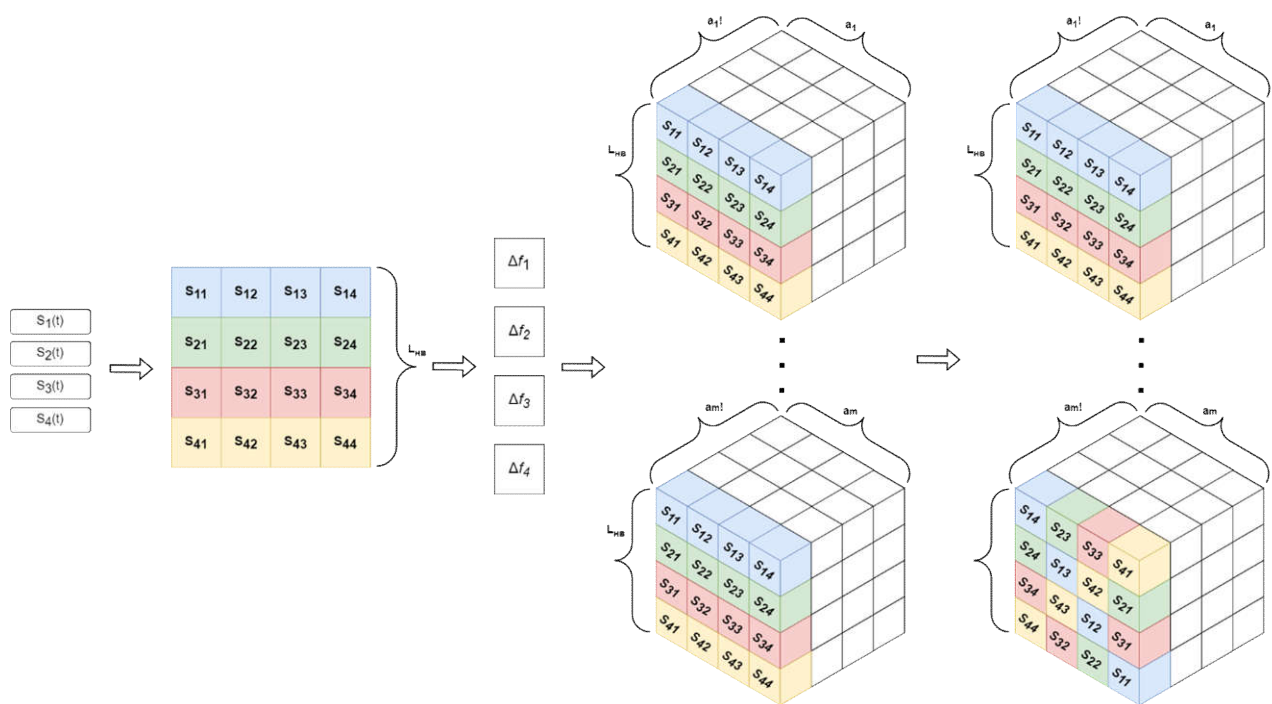
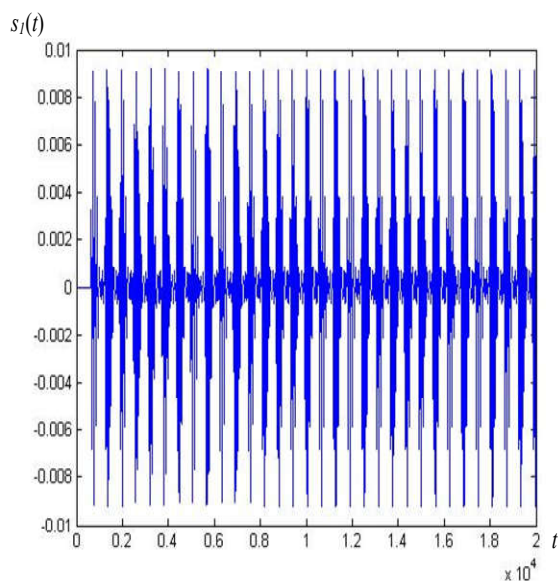
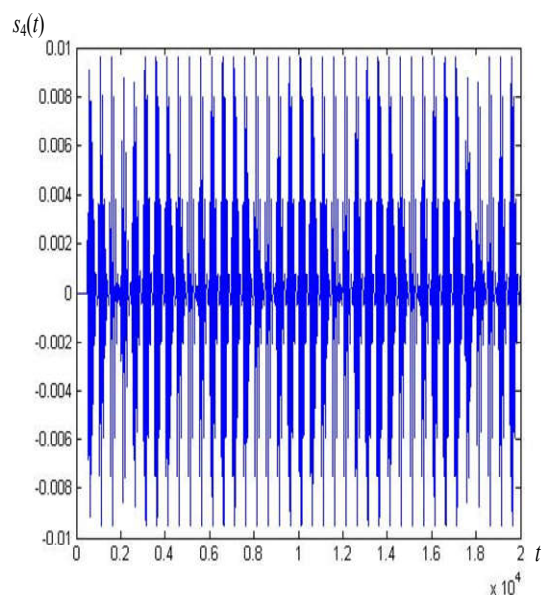


Рис. 6.6. Схематичний вигляд методу ансамблів складних сигналів

Рис. 6.7 (f_1)Рис. 6.8 (f_2)

Сигнальна конструкція з фільтруванням смуги в діапазоні з перенесенням в спільну область частот

На підставі аналізу отриманих сигнальних кодових конструкцій можна зробити висновок, що збільшення тривалості імпульсів відбувається пропорційно до зменшення ширини смуги частот цих конструкцій. Цей фактор призводить до погіршення характеристик взаємної кореляції складових елементів сигнально-кодових конструкцій.

Графічне зображення ФВК сигнальних кодових конструкцій, що створені відповідно до алгоритму реалізації методу формування ансамблів складних сигналів на базі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, отримані шляхом смугової фільтрації з перестановками, наведено на рис. 6.9.

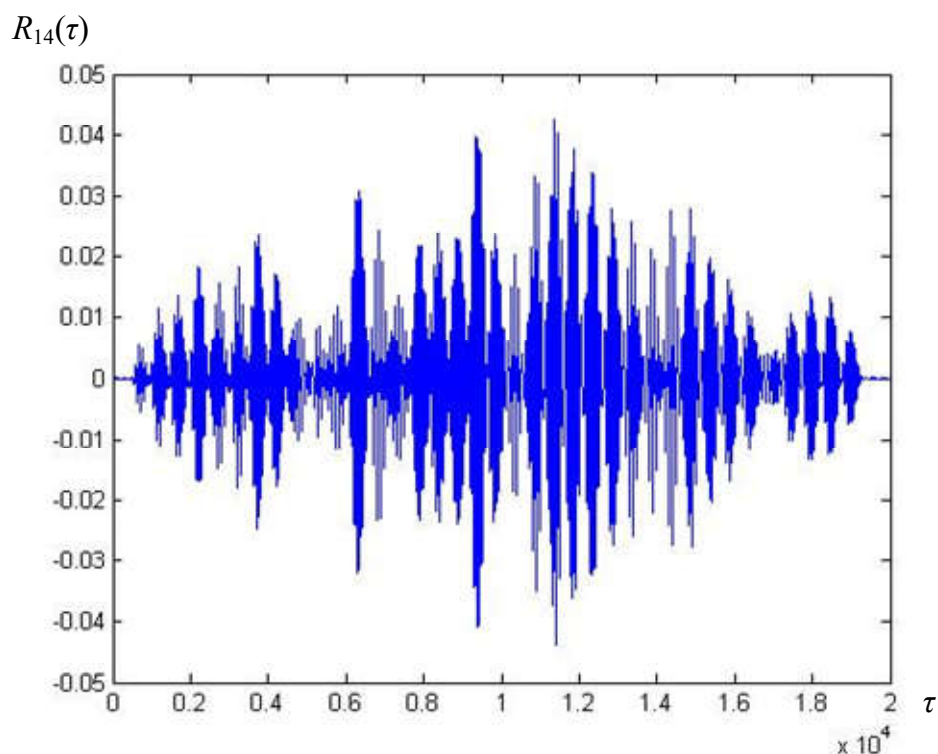


Рис. 6.9. ФВК сигнальних конструкцій, які були отримані шляхом фільтрації смуги в діапазонах частот f_1 та f_2 , з перестановкою елементів сигналів і перенесення їх в спільну область

Отримані при дослідженні результати, дозволяють впевнено стверджувати, що, в даному випадку, значення максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК сигнально-кодкових конструкцій, при ширині фільтраційної смуги 0,2% від базової пелюстки спектра послідовності, що має покращені властивості взаємної кореляції, не перевищують значення $R_{\max} \leq 3/\sqrt{B}$, що повністю відповідає вимогі (6.1).

Сигнали, які були отримані за допомогою методики перестановок елементів із різних послідовностей та в різних смугах частот з подальшими перестановками, відрізняються мінімальним значенням взаємної кореляції. Це дає змогу створювати на їх основі кодові конструкції сигналів з доволі великими об'ємами, які перевищують об'єми ансамблів, побудованих на основі вже відомих сигнальних кодкових конструкцій.

6.3 Апробація методів аналізу властивостей ансамблів складних кодових конструкцій сигналів

Розрахунок кореляційних функцій та характеристик – один з основних напрямків досліджень властивостей ансамблів складних сигналів. Кодове розділення каналів, в свою чергу, ґрунтується на кореляційній обробці. Таким чином, аналіз характеристик взаємної кореляції досліджуваних сигнальних кодових пристроїв є головним критерієм оцінювання властивостей ансамблів складних сигналів на базі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції з перестановками і фільтруванням смуги.

В інтелектуальних телекомунікаційних системах зменшенню рівня ЗМД у вихідних сигналах сприяє використання сигнально-кодових пристроїв на базі послідовностей з удосконаленими властивостями взаємної кореляції, отриманих фільтруванням смуги з перестановками [30, 31, 38].

Водночас, максимальні рівні відхилень бічних пелюсток ФВК сигнально-кодових пристроїв вкладаються в умови обмежень, що викладені в розділі 6.1.

Для того, щоб визначити оптимальне значення максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК сигнальних конструкцій, отриманих фільтруванням смуги з перестановками, потрібно розрахувати статистично значення властивостей взаємної кореляції цих сигналів.

Результатом досліджень було створення ансамблю складних сигналів, відповідно до алгоритму реалізації методичного підходу формування ансамблів складних сигнальних конструкцій на базі послідовностей з удосконаленими властивостями взаємної кореляції, отриманими фільтруванням смуги з перестановками. Цей ансамбль включає в собі п'ятдесят послідовностей з різною кількістю імпульсів, в діапазоні від 23 - 512. Тривалість кожної послідовності приблизно дорівнює $T \approx 1,2$ мс, тривалість кожного імпульсу дорівнює десять – $\tau_i = 10$ нс, а смуга фільтрації має значення – 0,2% у відсотках від базової ширини спектру послідовностей на виході.

За допомогою програмного коду на мові MATLAB, розробленого для реалізації методу формування ансамблів складних кодових конструкцій на базі послідовностей з удосконаленими властивостями взаємної кореляції (додаток E), отримано конструкцію, кількість імпульсів якої дорівнює $n_l=145$, а вигляд ФАК має відповідно як на рисунку 6.10 та рисунку 6.11. Вигляд ФВК пари сигнально-кодових конструкцій зображений на рис. 6.12.

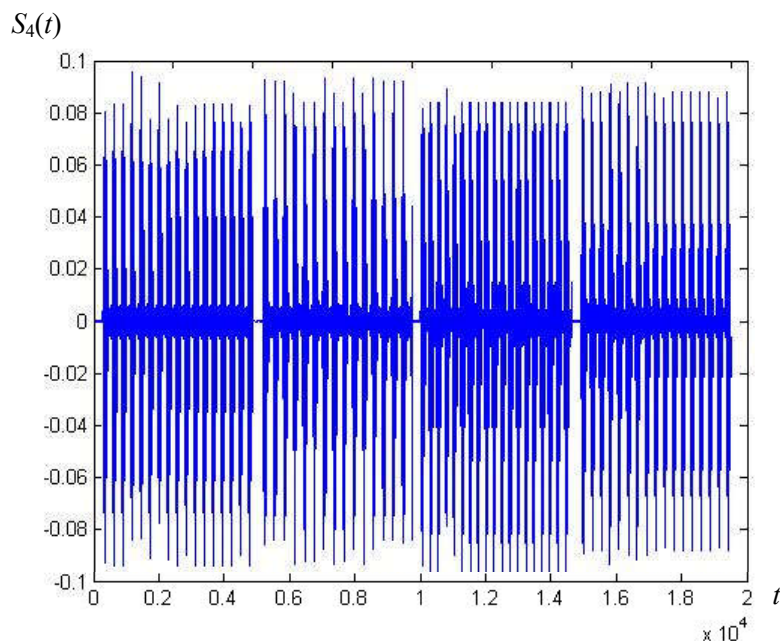


Рис. 6.10. Сигнальна конструкція, що отримана фільтруванням смуги з перестановками

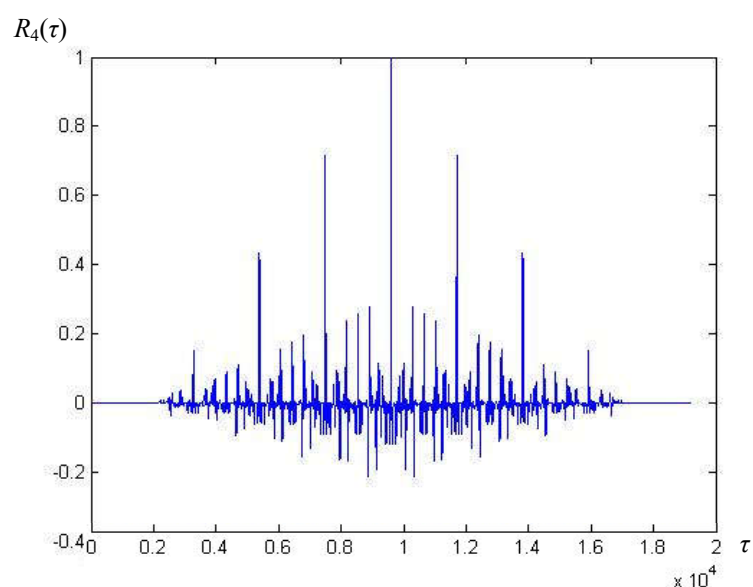


Рис. 6.11. Нормована ФАК сигналів, що отримана за допомогою фільтрування смуги

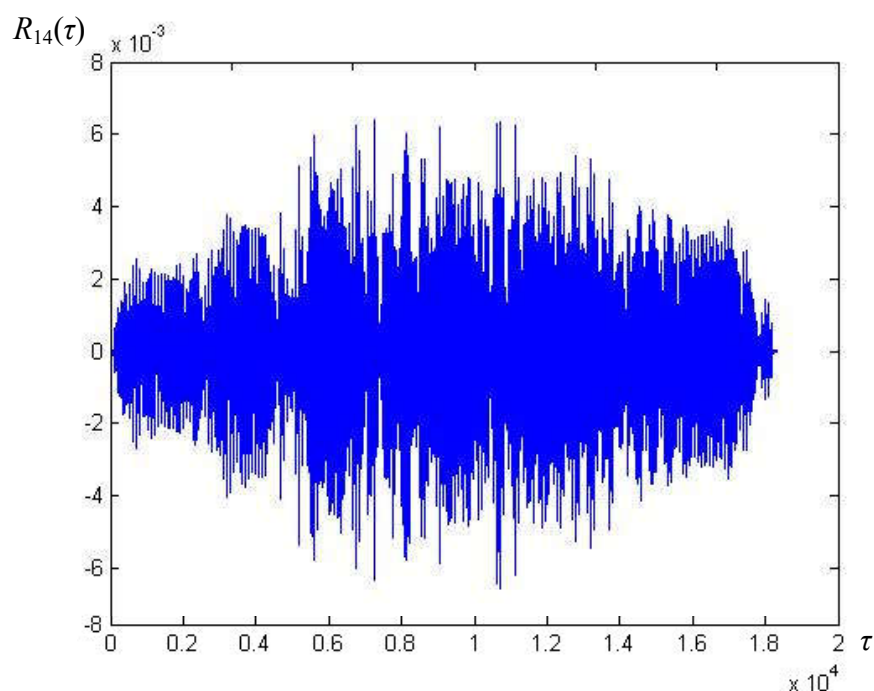


Рис. 6.12. Нормована функція кореляції сигналів з фільтруванням смуги і з перестановками

Аналізуючи рисунки, можна помітити, що імпульси розширюються в часі, що призводить до збільшення взаємодії між ними. Також, рівні максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК сигналів відповідають вимогам (6.10-6.12). Методичним підходом щодо розрахування статистичних характеристик довільних величин [119,138] було оцінено статистичні характеристики ансамблів складних сигналів на базі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, отриманими з перестановками, шляхом фільтрування смуги. Ця методика має наступні етапи:

1. Провести розрахунок за визначеної умови сталої шпаруватості та тривалості, значень сигналу очікування максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК сигналів при зміні значень фільтраційних смуг на проміжку від 0,1% - 2% від загального діапазону спектру послідовностей на виході [119, 138]:

$$m_{R_{\max}}(\Delta F) = \frac{\sum_{k=1}^N \max |R_k(\Delta F)|}{N}, \quad (6.8)$$

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

k – порядковий номер ФВК;

$\sum_{k=1}^N \max |R_k(\Delta F)|$ – модуль значення найбільшого значення відхилень бічних

пелюсток ФВК кодових конструкцій в залежності від діапазону спектру сигналів ($\Delta F = 0,1, 0,2, \dots, 2\%$ від загального діапазону спектру вихідних послідовностей).

2. Розрахунок середньоквадратичного відхилення максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК $\sigma_{R_{\max}}$, відносно математичного очікування, для оцінки стандартної похибки середнього арифметичного, від середнього значення. Це виконується згідно з [119,138]:

$$\sigma_{R_{\max}}(\Delta F) = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (\max |R_k(\Delta F)| - m_{R_{\max}}(\Delta F))^2}{N}}. \quad (6.9)$$

Всі проведені розрахунки максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК сигнальних конструкцій, які базуються на послідовностях, опирались на алгоритм, що описаний в [120]. Розрахунки були виконані для рівнів виділення від 0,1% до 2% від діапазону спектру вихідних послідовностей. Для проведення цих обчислень використовувалися програмні засоби математичного моделювання, такі як MATLAB (Додаток Е). Результати обчислень наведені в табл. 6.1.

Таблиця 6.1.

Аналіз максимальних розбіжностей бокових пелюсток ФВК сигнальних структур

	$\Delta F(\%)$									
	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90	1,0
$m_{R_{\max}}$	0,582	0,209	0,180	0,144	0,119	0,116	0,114	0,112	0,110	0,108
$\sigma_{R_{\max}}$	0,205	0,141	0,114	0,074	0,071	0,068	0,067	0,067	0,067	0,067
	$\Delta F(\%)$									
	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2
$m_{R_{\max}}$	0,106	0,104	0,101	0,095	0,093	0,091	0,091	0,087	0,086	0,086
$\sigma_{R_{\max}}$	0,064	0,064	0,063	0,063	0,061	0,061	0,059	0,058	0,058	0,057

Розрахунки статистичних характеристик, які було проведено за допомогою програмного коду на мові MATLAB (Додаток Е) дозволили побудувати графіки математичних залежностей: очікувань максимальних відхилень пелюсток ФВК сигналів від ширини (діапазону) смугової частоти (рис. 6.13) і залежності очікування максимальних відхилень від різних значень параметра α в залежності від ширини (діапазону) смугової частоти (рис. 6.14).

У загальному випадку можна зауважити, що при смузі фільтрації в діапазоні до 0,2% від загальної смуги частот вихідних послідовностей математичне очікування значень максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК не перевищує $3/\sqrt{B}$. Отже, за заданих обмежень, значення, що дорівнює 0,2% від загальних вихідних послідовностей є оптимальним для фільтраційної смуги.

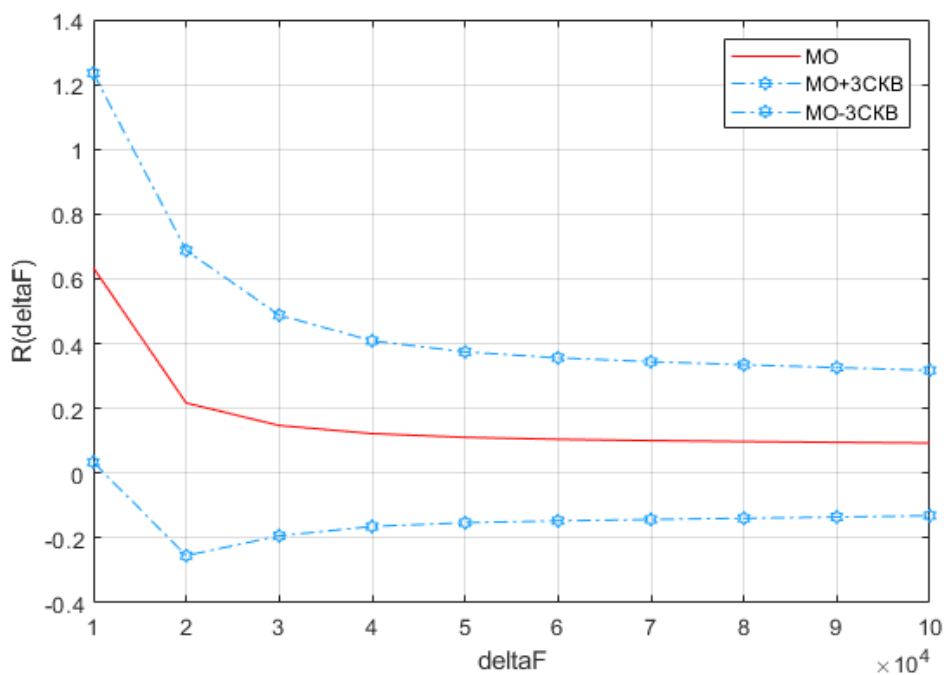


Рис. 6.13. Графік математичної залежності найбільших відхилень бічних пелюсток ФВК з середньо квадратичним відхиленням від смуги частот

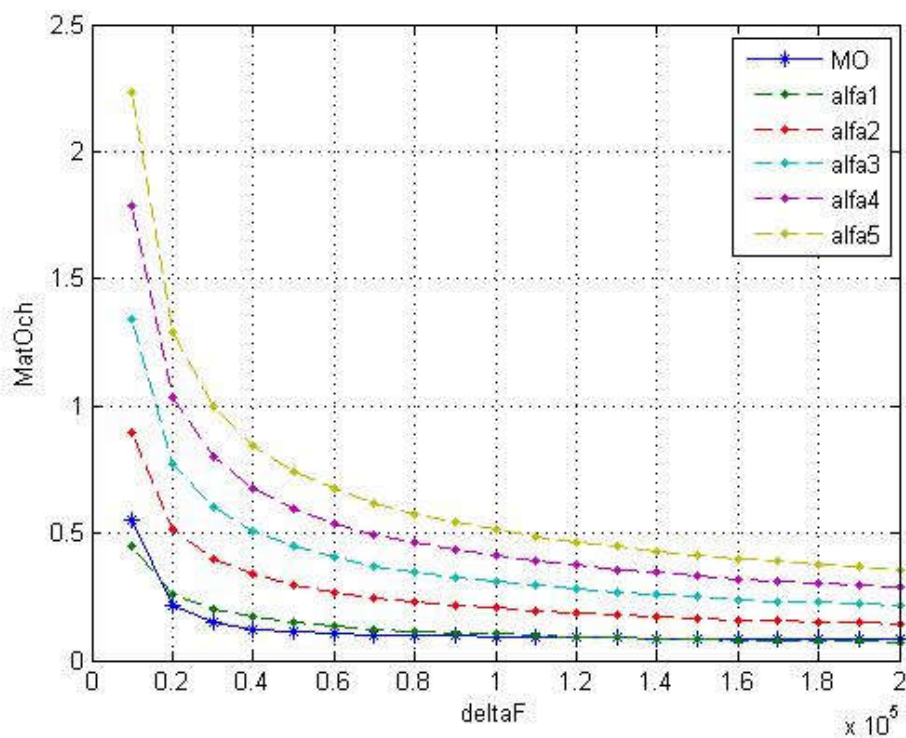


Рис. 6.14. Графік математичної залежності максимальних відхилень значень бічних пелюсток ФВК

Аналіз довів, що збільшення об'єму ансамблів складних сигнальних конструкцій, отримане за рахунок припустимого зниження взаємної кореляції може відбутись за допомогою смугового фільтрування в різних інтервалах спектру і переносу сигналів у спільну смугу.

6.4 Оцінювання обсягу ансамблів сигналів на базі послідовностей з покращеними властивостями кореляції і фільтруванням смуги

На підставі розрахунків попереднього розділу, можна встановити, що ширина смуги обмеження спектру послідовностей зосереджується в діапазоні від 0,1 – 2 відсотки від загальної ширини основної пелюстки спектру послідовностей на виході. Діапазон 0,1-2 дозволяє досягати прийнятних енергетичних характеристик і умови (6.1) збереження властивостей взаємної кореляції, що дозволяє широке практичне застосування в ІТС.

Математичний вираз (6.20) визначає середнє значення обсягу великої системи сигналів L_{cp} згідно з [119] і оцінює цей обсяг для складних кодових конструкцій сигналів.

В проведених дослідженнях використовувались кодові конструкції сигналів з наступними вихідними характеристиками елементів: значення тривалості послідовностей – $T \approx 1,2$ мс, значення тривалості імпульсів – $\tau_i = 10$ нс та значення ширини смуги фільтрації – 0,1 % від загальної ширини основної пелюстки спектру послідовностей на виході. Для таких кодових конструкцій сигналів застосовується фільтрування смуги в різних діапазонах частот, з переносом їх до загальної області частот, та подальшими перестановками отриманих частотних елементів сигнальної конструкції.

За допомогою розрахунку коефіцієнта частотного спектру (k_s) при заданих умовах, кількість смуг фільтрації становить 1000. Заздалегідь встановлена кількість сигналів, яку можна отримати з однієї кодової послідовності N дорівнює 50. Приклад подібних кодових конструкцій сигналів

– ансамблі, побудовані на базі послідовностей з малою взаємодією у часовій області, що відповідають умові формули (6.10).

З врахуванням умов і розрахунків, наведений в роботах [117-120], обсяг нелінійних послідовностей в ансамблі $L_{нел}$ для відповідної кількості імпульсів у сигналі n , наведений в табл. 6.2.

Табл. 6.2.

Обсяг ансамблю на базі нелінійних послідовностей

n	40	100	256	1032	2088	9000
$L_{нел}$	$3,9 \times 10^3$	$8,1 \times 10^3$	$1,32 \times 10^8$	$1,51 \times 10^8$	$5,42 \times 10^8$	$8,1 \times 10^9$

Загальна кількість ансамблів кодових конструкцій сигналів, які можна отримати фільтруванням частоти псевдовипадкових послідовностей з малою взаємодією у часовій області, розраховується як факторіал $(m!-1)$ кількості смуг розбиття. Ця умова дозволяє обчислення загальної кількості створених послідовностей за допомогою математичного виразу [38]:

$$L_{\phi} = L_{нв} + L_{нв} (a_1!-1) + L_{нв} (a_1!-1)(a_2!-1) + L_{нв} (a_1!-1)(a_2!-1)(a_3!-1) + L_{нв} \prod_1^m (m!-1) \quad (6.10)$$

де $L_{нв}$ – кількість послідовностей у ансамблі на виході, на базі якого створюються інші (дочірні) ансамблі;

m – максимальна число смуг, на які можливо розділити послідовності;

$a_1 \cdot a_2 \cdot a_3$ – фільтраційні смуги.

Максимальна кількість смуг частот, на які можливо розділити ансамбль псевдовипадкових послідовностей з мінімальною взаємодією в часовій області, визначається через k_s коефіцієнт використання частотного спектру.

В таблиці 6.3 наведено обсяги ансамблів сформованих кодових конструкцій сигналів для відповідного числа кількостей імпульсів (n) у вихідних

псевдовипадкових послідовностях, при застосуванні з множителем $m=5$ перестановок в областях часу та частоти.

Табл. 6.3.

Обсяг ансамблю сигнальної конструкції

n	40	100	256	1032	2088	9000
$L_{\phi n}$	$1,8 \times 10^{23}$	$3,8 \times 10^{23}$	$7,2 \times 10^{26}$	$6,3 \times 10^{27}$	$2,6 \times 10^{28}$	$3,8 \times 10^{29}$

Графічне зображення відношення обсягу ансамблю кодових конструкцій сигналів, побудованого на базі нелінійних послідовностей, до обсягу ансамблю сигнальних конструкцій, створеного на базі послідовностей з малою взаємодією в часовій області з фільтруванням смуги і з перестановками, в залежності від чисельної кількості імпульсів (Додаток Е), наведено на рис. 6.15.

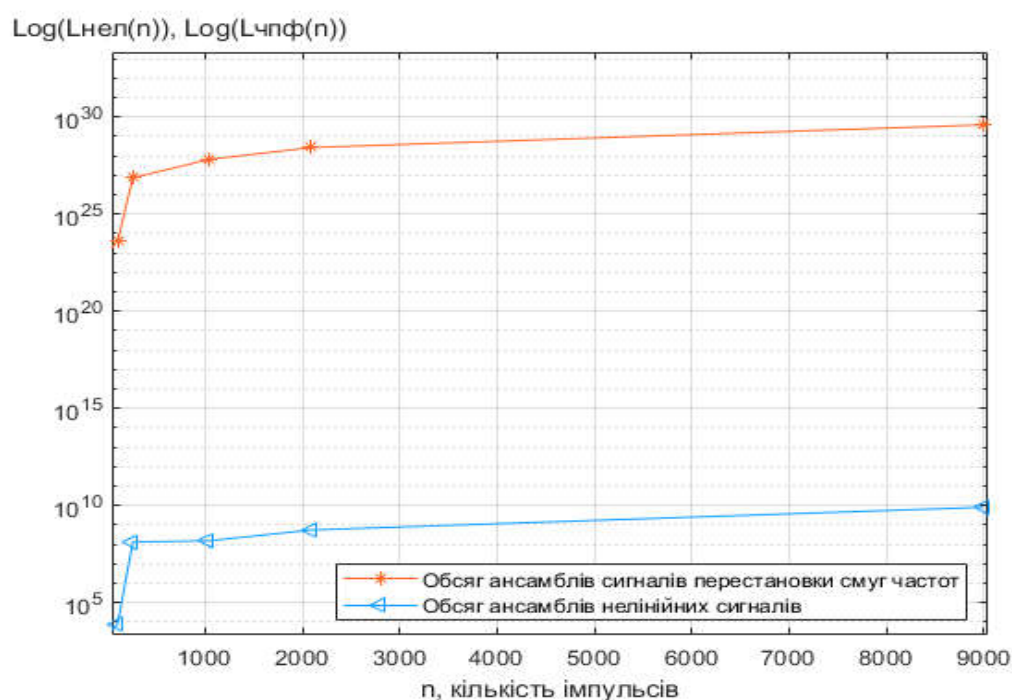


Рис. 6.15. Графік залежності обсягу ансамблю кодових конструкцій сигналу на базі нелінійних послідовностей з малою взаємодією в області часу

Обсяг ансамблю кодових конструкцій сигналів, що побудований на базі послідовностей з малим рівнем взаємодії в області часу, отриманих за допомогою фільтрування з перестановками, виявився значно більшим порівняно з ансамблем сигнальних конструкцій на базі нелінійних послідовностей за інших однакових умов.

Для оцінки ефективності використання перестановок елементів частоти кодових конструкцій сигналів було виконано моделювання на базі послідовностей з малим рівнем взаємодією в області часу, які були отримані за допомогою фільтрування з перестановками. В результаті цього моделювання були визначені граничні значення кількості сформованих сигналів та побудовано їх залежності від рівня перетворення, який виражається кількістю часових інтервалів розбиття (смуг частот). В табл. 6.4. подано результати розрахунку кількості смуг частот, які були взяті в діапазоні від 1 до 10, аналогічно, як і кількості фільтраційних смуг, їх діапазон варіації від 1 - 10.

Табл. 6.4.

Граничні значення обсягу створених сигнально-кодових конструкцій

m	1	2	3	4	5
$L_{чfn}$	$1,1 \times 10^{37}$	$2,1 \times 10^{37}$	$7,4 \times 10^{37}$	$1,3 \times 10^{39}$	$1,6 \times 10^{41}$
m	6	7	8	9	10
$L_{чfn}$	1×10^{44}	$5,2 \times 10^{47}$	$2,1 \times 10^{52}$	$7,6 \times 10^{57}$	$2,8 \times 10^{64}$

Обсяг вихідного ансамблю нелінійних послідовностей дорівнює $L_{нел} = 4.0 \times 10^4$ [117].

Обсяги ансамблів кодових конструкцій сигналів, побудованих на базі нелінійних послідовностей, послідовностей з перестановками у часовій області та послідовностей з малим рівнем взаємодії, що були отримані за допомогою фільтрування смуги з перестановками, в залежності від кількості m перестановок смуг, представлені на рис. 6.16.

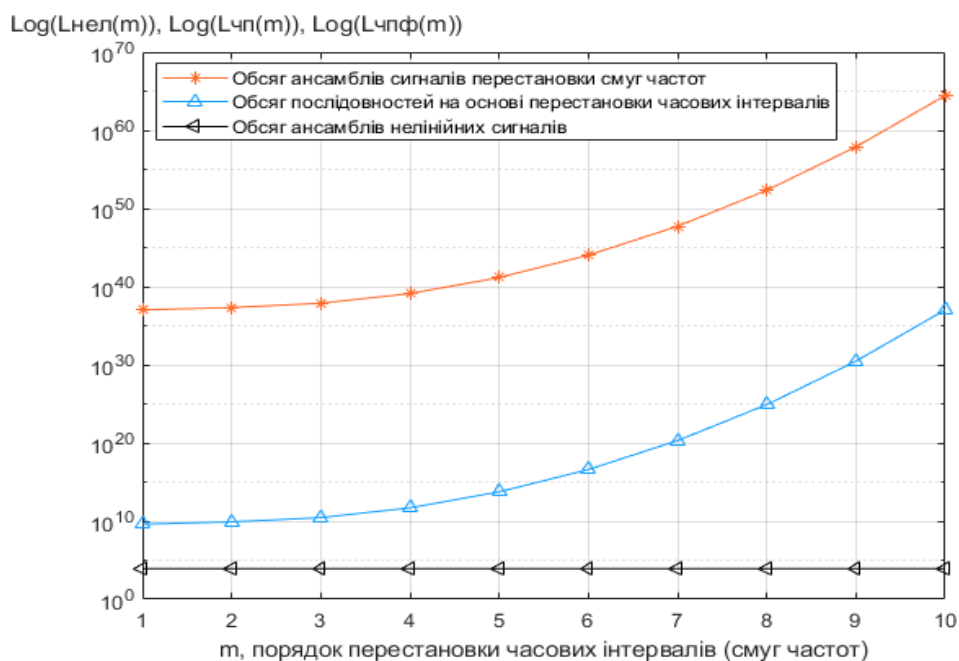


Рис. 6.16. Графік залежності обсягу ансамбля сигнальної структури від перестановок смуг частот

Зазначено, що обсяги ансамблів кодових конструкцій сигналів, побудованих на базі послідовностей з низьким рівнем взаємодії в області часу та отриманих за допомогою фільтрування смуги з перестановками, значно (на порядки) перевершують обсяги ансамблів кодових конструкцій сигналів на базі вихідних нелінійних послідовностей та сигнальних конструкцій на базі послідовностей з перестановками в області часу.

При використанні методичного підходу зв створення ансамблів складних кодових конструкцій сигналів на базі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції отриманими за допомогою фільтрування смуги з перестановками, обсяг ансамблів залежатиме від чисельності смуг фільтрації вихідних послідовностей.

Запропонований методичний підхід перестановки частотних елементів кодових конструкцій сигналів через впорядкований перебір часових елементів. Конструкції сигналів, сформовані з використанням цього підходу,

відзначаються низьким рівнем взаємної кореляції завдяки перестановці елементів з різних послідовностей, в різних частотних смугах та за змінних параметрів ширини фільтраційних смуг. Цей підхід дозволяє збільшити об'єм ансамблю на таку величину, яка дорівнює чисельності частотних елементів.

Отримав подальший розвиток методичний підхід з формування ансамблів складних кодових конструкцій сигналів на базі послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції в частотній області. Відмінність полягає у фільтруванні смуги до псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією у часовій області з наступним перенесенням в спільну область частот з подальшими перестановками. Результатом є отримання у сигнальній конструкції необхідного рівня максимальних викидів бічних пелюсток ФВК та обсягами, що значно перевершують обсяги ансамблів на базі відомих сигналів.

Шляхом фільтрування смуги з перестановками отримано алгоритм до методу створення ансамблів складних кодових конструкцій сигналів, на основі послідовностей з кращими властивостями взаємної кореляції, отриманих фільтруванням смуги з перестановками. В результаті виконуються умови: значення фільтраційної смуги дорівнює 0,2%, тобто максимальні викиди пелюсток ФВК менші за мінімум подібності кодових конструкцій сигналів.

Розрахунками доведено, що складні кодові конструкції сигналів, отримані на основі ранжування з перестановкою інтервалів мають кращі характеристики, ніж їх аналоги з фільтруванням смуги і покращеними властивостями взаємної кореляції.

6.5 Апробація методів вибору параметрів синтезованих сигнально-кодових конструкцій для інтелектуальних телекомунікаційних систем

Отримані у дисердаційній роботі наукові результати свідчать про те, що ансамблі складних сигналів, що побудовані на основі послідовностей з мінімальною енергетичною взаємодією, мають такі характеристики взаємної кореляції, які не лише дорівнюють відомим аналогам, але й перевищують їх.

При цьому обсяги ансамблів, створених за допомогою цих кодових конструкцій сигналів, значно більші, ніж обсяги аналогічних сигнально-кодових конструкцій.

В загальному підсумку, всі запропоновані в роботі методики і моделі зводяться до формування складних ансамблів кодових конструкцій сигналів на базі визначених і розрахованих характеристик. До основних кроків процесу формування ансамблів кодових конструкцій сигналів на базі розрахованих характеристик належать:

1. Проведення розрахунків і визначення характеристик сигналів або послідовностей, таких як частотні параметри, часові параметри, амплітуда, фаза тощо.
2. Визначення критеріїв або правил для формування ансамблів на основі розрахованих характеристик.
3. Створення сигналів або послідовностей на основі визначених критеріїв.
4. Проведення аналізу отриманих ансамблів сигналів для перевірки їх властивостей і відповідності визначеним критеріям.
5. Впровадження сформованих ансамблів кодових конструкцій сигналів у відповідну систему або додаток.

Для підтвердження ефективності застосування цих кодових конструкцій сигналів була проведена порівняльна оцінка аналогічних ансамблів за характеристиками взаємної кореляції та обсягами ансамблів. Результати цього порівняння свідчать про перевагу сигналів, створених на основі послідовностей з мінімальною енергетичною взаємодією і демонструють їх вищу ефективність і потенціал для застосування в різних областях, де важлива взаємна кореляція сигналів та обсяги ансамблів. Отже, наукові результати свідчать про можливість успішного використання цих кодових конструкцій сигналів в практичних застосунках, де важлива якість передачі інформації та взаємодія сигналів. Для підтвердження теоретичних результатів проведено апробацію запропонованої методики з застосуванням методів моделювання і симуляції.

Крім того, з метою підтвердження наукових гіпотез для практичної апробації розроблено алгоритм реалізації вибору параметрів для кодових конструкцій сигналів, отриманих за методикою визначення послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, який містить етапи:

1. Визначення цілей і вимог до ансамблів кодових конструкцій сигналів: функціональні задачі, які повинні вирішувати, характеристики взаємної кореляції, які є важливими для досягнення цільового результату.

2. Вибір базових послідовностей з покращеними властивостями взаємної кореляції, що відповідають заданим вимогам.

3. Визначення параметрів кодування: довжина коду, періодичність, амплітуди, фази тощо. Параметри потребують оптимізації для досягнення найкращих властивостей взаємної кореляції.

4. Моделювання і аналіз.

5. Проведення експериментального дослідження з використанням обраних параметрів кодування і базових послідовностей. Оцінка якості взаємної кореляції та інших важливих характеристик.

6. Вибір оптимальних параметрів для досягнення відповідних характеристик взаємної кореляції.

7. Тестування і верифікація отриманих кодових конструкцій сигналів для перевірки їхньої працездатності та відповідності вимогам.

Моделювання застосовувалось для методики створення поліпшених ансамблів складних кодових конструкцій сигналів на базі послідовностей із покращеними властивостями взаємної кореляції з фільтруванням смуги і перестановками [117, 118].

В якості оптимальних параметрів, які використовувалися в моделюванні для оцінки взаємної кореляції послідовностей, було вибрано наступні:

1. Ширина смуги фільтрації. Ця характеристика визначає ширину спектра сигналу після фільтрації. Вона може бути налаштована для обмеження спектральних компонентів сигналу та зменшення взаємного впливу між сигналами в мережі.

2. Граничні значення найбільших відхилень амплітуди бічних пелюсток ФВК. Ці параметри вказують на максимально допустимий рівень викидів в бічних пелюстках функції взаємної кореляції. Вони дозволяють обмежити величину спотворень та завад в системі.

3. Тип послідовності коду: Вибір типу кодувальної послідовності також є важливим параметром. Різні типи послідовностей мають різні властивості взаємної кореляції і спектру сигналу. Вибір конкретного типу коду може бути зроблений відповідно до вимог та завдань системи.

Моделювання виконано відповідно до алгоритму, який представлений на рис. 6.17 з описом етапів-дій у табл. 6.5.

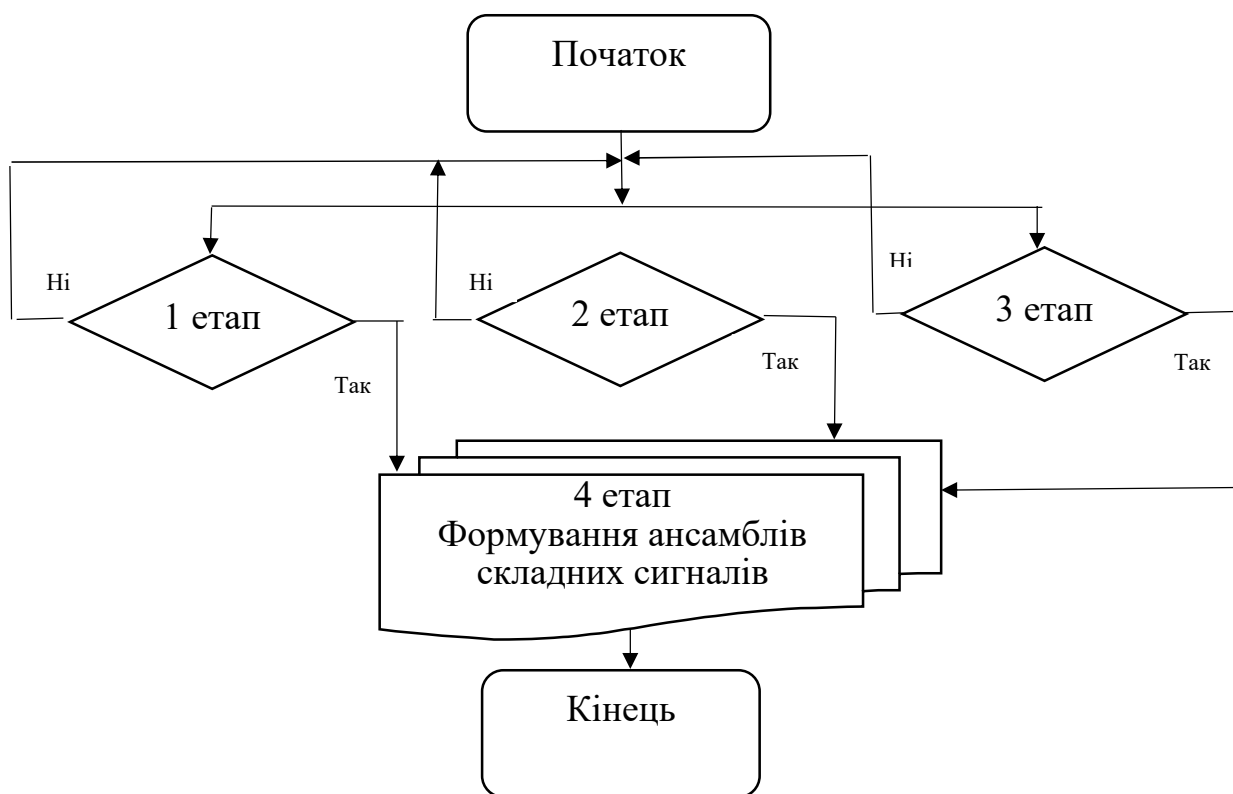


Рис. 6.17. Алгоритм оптимізації параметрів складних ансамблів сигналів

Запропонований алгоритм формування ансамблів сигналів містить етапи:

Опис етапів алгоритму

Назва етапу алгоритму	Загальна характеристика етапу алгоритму
1 етап	Визначення смуги обмеження спектрів при заданих значеннях максимальних відхилень амплітуди бічних пелюсток ФВК в залежності від кількості елементів в задіяних послідовностях
2 етап	Визначення оптимальної кількості смуг фільтрації спектрів послідовностей і частот здвигу для переносу отриманих частотних елементів в загальну область частот
3 етап	Визначення оптимального порядку перестановок частотних елементів з врахуванням вимог до значень найбільших відхилень бічних пелюсток ФВК
4 етап	Формування ансамблів складних сигнальних кодових структур

1. На першому етапі, для з'ясування ширини спектрального обмеження при відомих значеннях максимальних викидів амплітуди бокових пелюсток функції взаємної кореляції (ФВК), що залежать від кількості використаних елементів у вхідних послідовностях, визначено діапазони частот, на яких відбувається розподіл спектральної енергії.

2. На другому етапі, для визначення оптимальної кількості смуг фільтрації для спектрів і частот зсуву, які дозволяють перенести отримані частотні елементи в загальну область частот, використано метод аналізу спектральних характеристик сигналів та обчислення відповідних частотних перетворень. Оптимальна кількість смуг фільтрації залежить від конкретної задачі і вимог до точності та якості обробки сигналів.

3. На третьому етапі, для визначення оптимального порядку перестановок частотних елементів, з врахуванням потрібних вимог, проведено математичне моделювання з розробкою моделі ФВК з використанням різних порядків перестановок частотних елементів; створено цільову функцію, яка відображає вимоги до максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК з максимальною

мінімізацією цієї функції; застосовано оптимізаційні методи для визначення оптимального порядку перестановок частотних елементів для мінімізації цільової функції; проведено перевірку і аналіз результатів оптимізації для забезпечення відповідності вимогам до максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК. При невідповідності отриманих значень заданим умовам, проводиться декілька ітераційних оптимізаційних процесів для досягнення бажаного результату.

4. На четвертому етапі відбувається створення складних ансамблів кодових сигнальних структур (послідовності сигналів) на базі розрахованих характеристик.

В якості прикладу, в дослідженні розглядалися послідовності у кількості п'ятдесят, які були створені відповідно до алгоритму. Оптимальна ширина смуги фільтрації визначалася шляхом аналізу залежності максимальних відхилень амплітуди бічних пелюсток функції взаємної кореляції від кількості елементів у використаних послідовностях та від $R_{\max}(\sqrt{n_i n_j}, \Delta F)$ ширини смуги обмеження з врахуванням $R_{\max.\text{пор}}(\sqrt{n_i n_j}, \Delta F)$ обмежень. Залежність в графічному вигляді була побудована на основі розробленого програмного коду на мові MATLAB (додаток Е) і наведена на рис. 6.18.

З рисунку можна виділити, що для відповідності вимозі обмеження $R_{\max.\text{пор}}(\sqrt{n_i n_j}, \Delta F) = 0,2$, оптимальна ширина фільтраційної смуги повинна дорівнювати $\Delta F = 0,2\%$ від узагальненої смуги обмеження спектрів послідовностей, при вказаних значеннях $\sqrt{n_i n_j}$.

Вибір типу кодової послідовності для інтелектуальних телекомунікаційних систем справді залежить від типу каналу та конкретних вимог системи. Для прямого каналу, де важливо підтримувати тактову та кадрову синхронізацію адресних послідовностей робочих каналів базової станції, можуть використовуватися певні типи кодувальних послідовностей та кодових конструкцій.

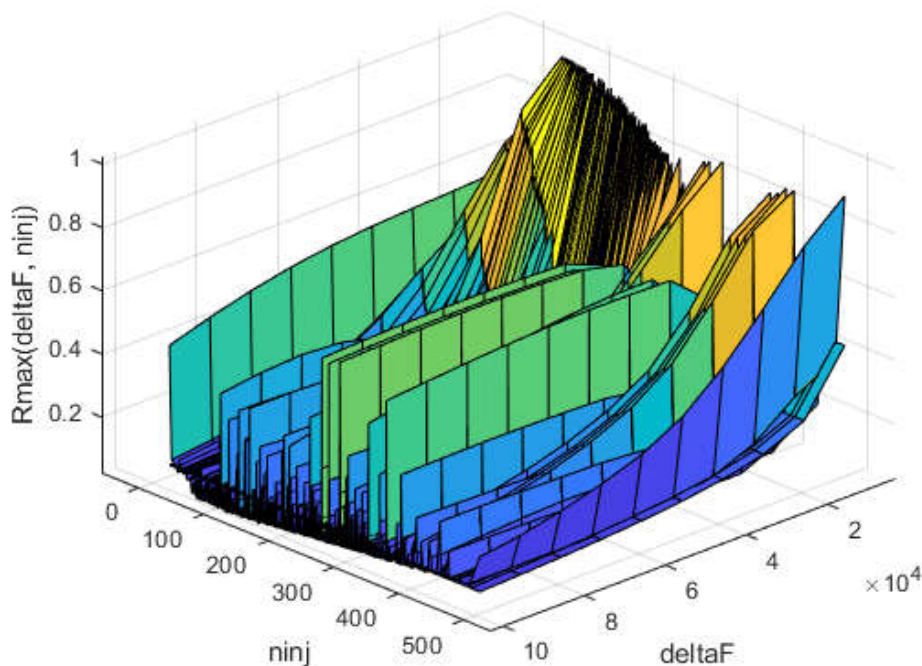


Рис. 6.18. Діаграма оптимальної фільтраційної смуги з покращеними властивостями кореляції

Наприклад, для досягнення синхронізації в прямому каналі можна використовувати послідовності зворотного поширення часу (CDMA), де кожен користувач має свою унікальну послідовність і базова станція визначає, який користувач передає інформацію на основі користувацької послідовності. Це дозволяє підтримувати синхронізацію та відокремлювати сигнали різних користувачів. Однак, вибір конкретної кодової конструкції та послідовності також залежить від інших чинників, таких як вимоги до спектральної ефективності, захист від завад, ефективність роботи в умовах затінення та багатодіапазонного поширення сигналів.

Отже, вибір кодових конструкцій є складним завданням, яке вимагає врахування різних аспектів і вимог конкретної системи зв'язку.

З метою зменшення міжканальних завад в прямому каналі зв'язку, є доцільним використовувати ансамблі ортогональних кодових конструкцій сигналів, як послідовності за визначеною адресою. Це дозволяє корелятору на

пристрої приймальної сторони реагувати лише на одну послідовність, яка точно відповідає еталонній моделі, збереженій в пристрої приймача, а відгук на всі інші кодові конструкції сигналів в ідеальних умовах має бути нульовим.

Асинхронний режим роботи виникає у зворотному каналі коли адресні послідовності прямих робочих каналів мобільних станцій мають довільні зсуви у часі. В таких умовах для зворотного каналу слід застосовувати ансамблі кодових конструкцій сигналів із відмінними кореляційними характеристиками, які можна виразити у вигляді формули:

$$R_{\max} = \max \{ R_{\max \Phi BK}, R_{\max \Phi AK} \} = \min, \quad (6.11)$$

де $R_{\max \Phi BK}$ – максимальне значення амплітуди відхилень бічних пелюсток функції взаємної кореляції (ФВК);

$R_{\max \Phi AK}$ – максимальне значення амплітуди бокових пелюсток поза головним піком функції автокореляції ковзного вікна (ФАК)

Прикладами ансамблів послідовностей, які можна використовувати в зворотному каналі, є послідовності Голда, для яких $R_{\max} = \sqrt{2/N}$, і М-послідовності, які знаходять широке застосування завдяки здатності забезпечувати малі значення рівнів бічних пелюсток ФАК при достатньо великій основній пелюстці кодової конструкції сигналу.

Використання сигнальних конструкцій, заснованих на послідовностях з покращеними властивостями взаємної кореляції, отриманими фільтруванням смуги з перестановками, з великою кількістю $n \gg 1$ імпульсів амплітуди, дозволяє досягти необхідних рівнів найбільших відхилень бічних пелюсток ФВК та значно збільшити обсяги ансамблів сигнальних конструкцій (на 16-26 відсотків) у порівнянні з обсягами аналогів сигнальних конструкцій, що побудовані на базі вже відомих послідовностей.

Отже, використання запропонованого методу розрахунків параметрів сигнально-кодових конструкцій на базі послідовностей з покращеними

взаємкореляційними властивостями, отриманими за допомогою фільтрування смуги з перестановками, надає можливість створювати ансамблі зі збільшеним обсягом та з заданим рівнем найбільших відхилень бічних пелюсток ФВК. Це особливо важливо для застосування в інтелектуальних телекомунікаційних системах, що використовують технологію множинного доступу і піддаються впливу взаємних завад множинного доступу.

Обов'язковою для апробації в практичних умовах є порівняльна оцінка характеристик властивостей кореляції розроблених сигнальних конструкцій і їх аналогів.

Ансамблі кодових конструкцій сигналів на базі відомих послідовностей мають декілька суттєвих недоліків, які пояснюються особливостями формування таких послідовностей. Серед цих недоліків можна виділити обмежений обсяг ансамблів, складність алгоритмів їх створення, раптові зміни властивостей взаємної кореляції зі зростанням обсягу ансамбля, що призводить до вразливості відносно перешкод множинного доступу.

В рамках програмної реалізації розроблених алгоритмів було проведено порівняльний аналіз властивостей взаємної кореляції між нелінійними послідовностями, M-послідовностями, багатофазними конструкціями та сигнальними конструкціями з покращеними характеристиками взаємної кореляції. Результати обчислень максимальних відхилень бічних пелюсток ФВК для різних послідовностей, що базуються на розроблених програмних продуктах (Додаток Е), представлені в табл. 6.6. Порівняльний аналіз наведено на рис. 6.19.

Під час проведення дослідження та аналізу рівнів найбільших відхилень бічних пелюсток ФВК було виявлено, що конструкції, отримані фільтруванням з перестановками, мають менш сприятливі кореляційні характеристики ніж сигнальні конструкції, створені з перестановками часових інтервалів послідовностей.

Табл. 6.6.

Розрахунок максимальних відхилень бічних пелюсток функції кореляції між сигналами складного ансамблю

N (кількість символів у послідовностях)	Значення максимальних викидів бічних пелюсток функції кореляції					
	Нелінійні послідовності	M-послідовності	Багатофазні конструкції	Послідовності з низькою взаємодією у часовій області	Сигнально-кодові конструкції отримані шляхом перестановки часових інтервалів послідовностей	Сигнально-кодові конструкції, на базі послідовностей з покращеними кореляційними властивостями, отримані фільтрацією з перестановками
		$(1.9 \dots 6) / \sqrt{N}$	$(1 \dots 3) / \sqrt{N}$	$1 / \sqrt{n_i n_j}$	$(1 \dots 3) \sqrt{B}$	$(1 \dots 5) \sqrt{B}$
40	0,092	0,341	0.058	0.0321	0.0617	0.214
100	0,0797	0,2354	0.041	0.0114	0.0471	0.161
256	0,0626	0.1186	0.0207	0.004	0.0204	0.091
512	0.0612	0.0863	0.0123	0.0031	0.017	0.067

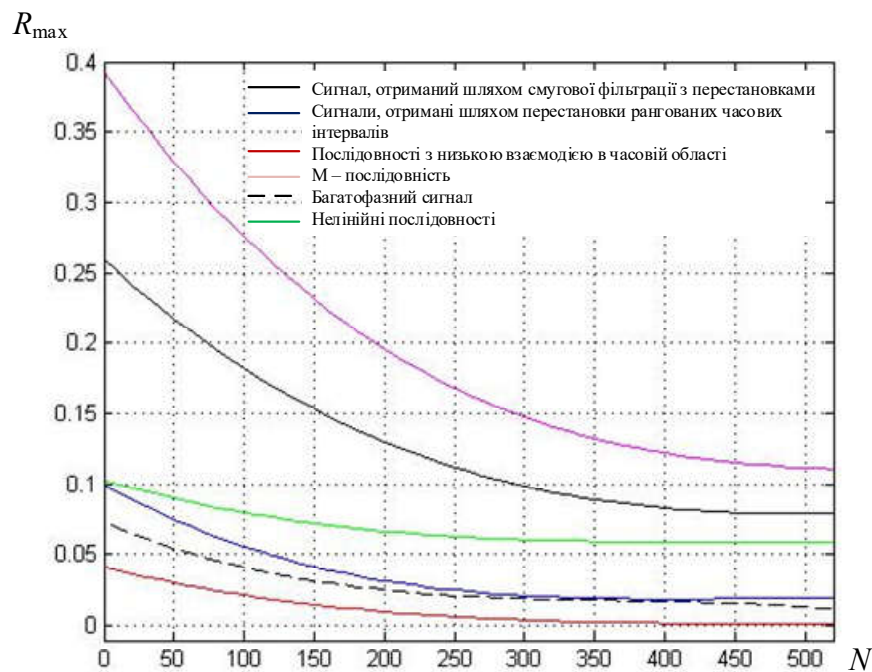


Рис. 6.19. Порівняльні графіки max викидів бічних пелюсток ФВК

Така ситуація під час проведення експерименту відбулась через те, що при зміні перестановок збільшується тривалість імпульсів, пропорційно до скорочення смуги частот сигнальної конструкції. Проте, ці пристрої все одно відповідають умові мінімуму подібності та можуть бути застосовані в ІТС.

Серед відомих послідовностей, що використовуються для створення ансамблів складних кодових конструкцій сигналів, M -послідовності широко застосовуються внаслідок простоти реалізації. Період таких послідовностей визначається як $2^k - 1$. Однак, кількість різних M -послідовностей для конкретних значень параметру k обмежена, що робить їхнє використання неефективним для сучасних інтелектуальних систем з великою кількістю користувачів. Для збільшення обсягу ансамблів використовують комбінування кількох M -послідовностей. Прикладом таких послідовностей є послідовності Голда, які створюються за допомогою реєстрів зсуву однакової довжини [145]. Обсяг послідовностей Голда на кілька порядків перевищує обсяг вихідних M -послідовностей і визначається як N^{r-1} , де r – кількість вихідних M -послідовностей.

M – послідовності стали базою для розробки інших відомих послідовностей, у тому числі і послідовність Касамі, описана в роботах [147, 149], яка представляє собою систему з 3 різної тривалості вхідних M – послідовностей, з позначенням обсягів їх ансамблів у вигляді $N\sqrt{N}$. Але на жаль, цей різновид послідовностей має суттєвий недолік, який ускладнює їх застосування і це обмежена довжина діапазону.

Ця проблема розв'язується в послідовностях Лежандра [149], які пропонують для використання широкий набір різної довжини і мають оптимальні характеристики кореляції непарних довжин серед бінарних послідовностей. Впровадження послідовностей Лежандра в реальному житті значно покращує вихідну базу створення підмножини послідовностей з задовільними рівнями взаємної кореляції, які вважаються псевдовипадковими.

Визивають науковий інтерес ортогональні послідовності Радемахера та Хаара і Уолша, описані в роботі [149]. За їх допомогою формують складні

фазоманіпульовані сигнально-кодові конструкції. Їх нечасто використовують в реальних умовах через обмеження в обсягах утворюваних ансамблів і неузгодженості в частоті та часі, внаслідок чого формуються великі викиди бічних пелюсток функції взаємної кореляції.

Дослідження [117,118, 153] вивели методичні підходи створення великих ансамблів кодових конструкцій сигналів з нелінійними послідовностями удосконаленими властивостями взаємної кореляції. В результаті апробації отримані висновки, що об'єм ансамблів сигналів залежить від чисельності фільтраційних смуг послідовностей. Таким чином, середнє значення L_{cep} обсягу великого ансамблю сигналу можна визначити за формулою:

$$L_{cep} = C(\alpha) \frac{n^{\alpha-1}}{[\ln(an)]^{3/2}}, \quad (6.12)$$

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

n – чисельність імпульсів у псевдо випадкових послідовностях;

$a \approx 1.6$, параметр досліджений в роботі [53].

При закладенні у якості вихідних даних послідовностей, які було апробовані вище, отримаємо ширину фільтраційної смуги у розмірі 0,2 відсотки. При цьому обов'язковою умовою є те, що в даній ситуації фільтрування є різночастотним і відбувається з перенесенням частот у загальну область. Результатом, який дає кожна вихідна послідовність є $N = 50$, при виконанні умови мінімальної подібності. Наступним етапом є розрахунок обсягів ансамблів сигналів (табл. 6.2) для імпульсів в діапазоні $n = 40 \dots 9000$, $\alpha=3$, $k=1000$. Оскільки ці послідовності з різними імпульсами, то для розрахунку обсягів сигнальних ансамблів застосовувались середньоквадратичні значення [138]. Всі розрахунки проводились з застосування Matlab (Додаток Е). Результати апробації представлено на рис. 6.20.

Табл. 6.5.

Отримані в результаті апробації значення об'ємів ансамблів сигналів

n	40	100	256	1032	2088	9000
$L_{нелін}$	$3,8 \times 10^3$	8×10^3	$1,3 \times 10^8$	$1,5 \times 10^8$	$5,4 \times 10^8$	8×10^9
$L_{нв}$	$1,9 \times 10^9$	$4,0 \times 10^9$	$7,5 \times 10^{12}$	$6,5 \times 10^{13}$	$2,7 \times 10^{14}$	$4,0 \times 10^{15}$
$L_{чп}$	$1,8 \times 10^{16}$	$3,9 \times 10^{16}$	$7,3 \times 10^{19}$	$6,4 \times 10^{20}$	$2,6 \times 10^{21}$	$3,9 \times 10^{22}$
$L_{чфп}$	$1,9 \times 10^{23}$	$3,9 \times 10^{23}$	$7,4 \times 10^{26}$	$6,5 \times 10^{27}$	$2,7 \times 10^{28}$	$3,9 \times 10^{29}$

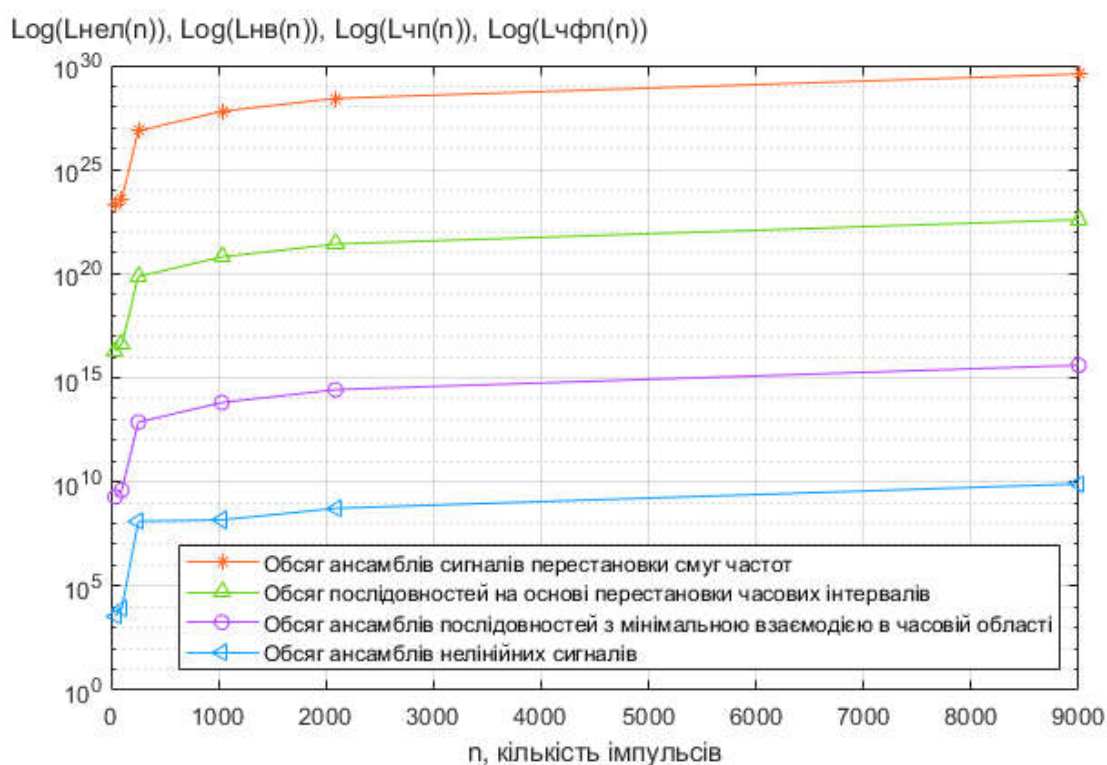


Рис. 6.20. Графік залежності об'єму ансамблів сигналів від зміни кількості імпульсів

За результатами, отриманими шляхом апробації запропонованих в роботі методик, можна зробити висновок, що збільшення кількості фільтраційних смуг призводить до збільшення об'єму ансамблю сигнальних конструкцій при

обраній кількості імпульсів. І це є пріоритетним фактором для інтелектуальних телекомунікаційних систем з обмеженими умовами передачі інформації, тому розроблені ансамблі сигналів з удосконаленими властивостями взаємної кореляції за рахунок фільтрування з перестановками, дозволяють підвищити продуктивність передачі даних і зменшити вплив завад, спотворень і шумів.

Отже, використання кодових конструкцій сигналів з покращеними характеристиками взаємної кореляції, створеними за допомогою смугового фільтрування з перестановками є найефективнішим підходом у ІТС, де важливо забезпечити високу надійність та продуктивність передачі інформаційних даних при обмежених ресурсах.

Висновки до розділу 6

Запропоновано для апробації метод перестановки частотних елементів сигналів з використанням повного перебору. Метод допомагає сформувати сигнально-кодові конструкції низького рівня взаємної кореляції, яка досягається в процесі перестановки елементів частот з різними вихідними послідовностями. Впровадження цього методу значно збільшує об'єм ансамблю складних сигналів на визначену кількість частотних елементів.

Після проведеного дослідження, набув подальшого розвитку метод, який базується на послідовностях, що мають покращені властивості взаємної кореляції в частотній області. Головною його відмінністю є фільтрація смуги псевдовипадкових послідовностей, що мають низький рівень взаємодії у часовій області і з подальшим перенесенням частот в спільну область і з перестановками.

Запроваджено покроковий алгоритм до методики створення ансамблів складних сигнальних конструкцій, який використовує послідовності з покращеними властивостями взаємної кореляції, що були отримані шляхом фільтрування смуги. Отримані результати підтверджують, що при визначених обмеженнях значення максимальних викидів бічних пелюсток не перевищує

заданих вихідних параметрів. І це повністю задовольняє умові мінімальної подібності сигналів. Оптимальне значення заданої фільтраційної смуги становить 0,2 відсотки від значення загальної смуги частот послідовностей виходу.

Доведено, що ансамблі складних сигналів, які були отримано з перестановками на основі послідовностей з покращеними властивостями за допомогою фільтрації, мають гірші властивості порівняно з сигналами, отриманими шляхом перестановки інтервалу часу вихідних послідовностей. В них більша тривалість імпульсів при меншій смузі частот сигналу.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

У сукупності, отримані в дисертаційному дослідженні результати, дозволили вирішити загальну науково-прикладну задачу з розробки сучасних моделей і методів підвищення завадостійкості безпроводних інтелектуальних телекомунікаційних систем на основі складних сигнально-кодових конструкцій. Отримані в результаті розв'язання теоретичних задач наукові і практичні результати є ґрунтовними і мають надати вагомий внесок у подальший розвиток теорії й практики підвищення рівня ефективності використання частотно-часового ресурсу в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах, а саме.

Проведено теоретико-практичне дослідження переваг і недоліків сучасного протоколу IEEE 802.22 WRAN, який в існуючих умовах ускладненого пошуку нових сервісів відкриває широкі можливості для ефективного і оптимального використання спектру радіочастоти. Результатом проведеного аналізу стало виявлення, що потужною перевагою стандарту IEEE 802.22 є унікальний підхід з використання великого діапазону радіочастоти, з одночасною можливістю застосування його в будь-якій службі радіозв'язку. При умові і в ситуації термінової необхідності збільшення кількості користувачів, які потребують одночасного обслуговування.

Проаналізовано сучасні методи і методики моніторингу спектрів, виявлено найдієвіші і розроблено покрокові алгоритми їх подальшої реалізації. За результатом опрацювання методу моніторингу спектру, який спирається на алгоритм швидкого перетворення Фур'є і його використання в реальному часі при низькому рівні співвідношення сигнал-шум, ґрунтовно доведено, що значення за якими приймаються рішення щодо використання каналу є нечутливими до рівня шуму. Запропоновано покроковий алгоритм моніторингу спектру з орієнтацією на частотну область, що значно полегшує його запровадження.

З метою створення одночасно простого для застосування і дієвого алгоритму, докладно розглянуто методики моніторингу спектру на основі інформаційного критерію Акайке, який ефективно дозволяє виявити вільний спектральний діапазон. Цей покроковий алгоритм виконання також враховує, що шум в каналі може бути змодельовано за допомогою розподілу за методом Гауса. Відмінністю алгоритму є простота його реалізації за рахунок зменшення етапів і кількості необхідних для обчислення операцій.

Проведено дослідження принципів керування доступом до середовища потенційного користувача, а також аналіз методів і моделей навчання та управління безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем. За результатами дослідження було доведено, що найкращі характеристики в часі і швидкості навчання для вирішення відповідних завдань досягаються за допомогою ймовірностей та згорткових нейронних мереж.

Для досягнення цих результатів було проведено розв'язання наступних завдань, а саме: проаналізовано рівень співіснування безпроводових ІТС, вивчення рівня ініціалізації та мережевих з'єднань, розглянуто методи навчання та управління безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем, а саме:

1. Метод циклу Бойда.
2. Метод навчання управління системами на основі мереж MANET.
3. Метод навчання управління системами на основі нейронних мереж.

Результати проведених досліджень у галузі керування доступом до середовища, методів управління та керування безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами, переконливо довели, що наявні методи мають значущі недоліки. Зокрема вони проявляють суттєві недоліки у відмовостійкості, потенційних можливостях прийняття рішень, реалізації динамічних змін у середовищі користувача та у використанні доступного спектру. Це призводить до суттєвого зменшення обсягу і зниження рівня якості обслуговування абонентів і, звичайно, до погіршення рівня якості зв'язку.

Запропоновано методи побудови ефективної архітектури управління середовищем WRAN, за рахунок застосування нейромережі. Вона має свою унікальну особливість, бо кожна базова станція включає нейромережу і взаємодіє з іншими WRAN відповідно до протоколу IEEE 802.22. Зовнішнє оточення мережі може складатися з інших WRANs, і вони можуть взаємодіяти, обмінюючись даними та координуючи розподіл ресурсів. Це забезпечує адаптивні зміни навколишнього середовища і покращує швидкодію в 1,67 рази. Цей результат може бути пояснений тим, що ця архітектура більш відповідає вимогам протоколу IEEE 802.22, порівняно з іншими наявними методами.

Розроблена блок-схема методичного підходу з керуванням середовищем з нейромережею відрізняється тим, що нейромережеві системи управління можуть бути більш гнучко налаштовані під реальні умови, створюючи моделі, що повністю відповідають безпроводовим ІТС. Цей алгоритм використовує гібридну систему керування. Крім того, розроблена блок-схема методичного підходу з керуванням середовищем з нейромережею реалізується на основі окремого випадку радіальних базисних мереж - ймовірнісної нейромережі. Це дозволяє зменшити ймовірність помилки та підвищити швидкодію мережі. Цей результат може бути пояснений тим, що використовується гібридна форма керування та мережа PNN.

Моделювання з використанням симулювання PNN як підсистеми прийняття рішень в управлінні середовищем інтелектуальної радіосистеми має особливість у тому, що мережа включає один конкуруючий шар та один шар для отримання та розподілу ознак вхідного вектора. Так отримується обмежена кількість нейронів у мережі і швидка реакція на зміни. Доведений факт підтверджує обрану практичним шляхом нейромережу, яка більше відповідає поставленим завданням.

Розроблено архітектуру множинного виявлення і проведено порівняльний аналіз інших типових архітектур. Доведено, що ця архітектура суттєво відрізняється від існуючих наявних, оскільки кожна в даній архітектурі поділена на локації і на підзони. Таки розподіл є гнучким і дозволяє

користувачам мобільних пристроїв отримувати різні результати вимірювань у одному каналі залежно від локації їх розміщення.

Запропоновано загальний алгоритм PSO-NN, який має суттєву відмінність від наявних своєю більш точною адаптацією до реальних умов. Алгоритм містить оптимізацію рою частинок, керовану згортковою нейронною мережею і це дозволяє робити більш точний аналіз характеристик спектру користувачів мобільних пристроїв. Доведено, що завдяки мікрочастковій архітектурі і згортковим нейронним шарам, ефективність виявлення частинок та їх глобальна локація визначаються точніше.

Проведене моделювання PSO-NN як алгоритму ефективності множинного виявлення для користувачів мобільних пристроїв. Результати моделювання довели значне зростання ефективності.

Розроблена безпроводова інтелектуальна телекомунікаційна система з використанням накопичення енергії перевершує існуючі за критерієм енергозбереження. Як вже зазначено, вторинний користувач, керований нейронною мережею, приймає рішення щодо використання вільних або зайнятих каналів для передачі даних або для «збору» енергії, залежно від стану буфера даних і рівня енергії. Це дозволяє вторинним користувачам економити енергію під час виявлення каналів і забезпечує їм більше часу для накопичення енергії.

За результатами дослідження, отримав подальший розвиток метод з врахуванням властивостей взаємної кореляції щодо формування ансамблів складних кодових конструкцій сигналів в часовій області. Цей метод має відмінність від існуючих за рахунок того, що на першому етапі алгоритму досліджувані послідовності «б'ються» на визначені інтервали часу, а на другому етапі проводиться перестановка з використанням ранжування. Сигнали, створені таким чином, відрізняються найнижчим з можливих рівнем завад множинного доступу (ЗВД), який, у свою чергу, визначається максимальним значеннями викидів бічних пелюсток ФВК.

Розроблено покроковий алгоритм для впровадження методики на основі ранжування з формування ансамблів конструкцій складних кодових сигналів з перестановкою послідовностей в різні інтервали часу. Запропонований алгоритм дозволяє створювати конструкції сигналів з мінімальною енергетичною взаємодією між конструктивними елементами. Розрахунок алгоритму проводився за допомогою Matlab.

Проведено аналіз різних складних кодових конструкцій сигналів з метою виявлення найкращих умов і характеристик властивостей взаємної кореляції. В результаті доведено, що найліпші властивості взаємної кореляції і повна відповідність умовам найменшої подібності спостерігається у великих складних ансамблях кодових конструкцій сигналів отриманих з перестановкою інтервалів послідовностей у часі.

Після проведення дослідження, обґрунтовано, що властивості складних кодових конструкцій сигналів утворених з перестановкою послідовностей в інтервалі часу мають більший об'єм ансамблів, ніж ансамблі інших відомих сигналів, що застосовуються в інтелектуальних телекомунікаційних системах. В реальних умовах ця перевага дозволяє знизити рівень завад і перешкод при обслуговуванні великої кількості абонентів.

Запропоновано для апробації метод перестановки частотних елементів сигналів з використанням повного перебору. Метод допомагає сформувати сигнально-кодові конструкції низького рівня при взаємній кореляції, яка досягається в процесі перестановки елементів частот з різними вихідними послідовностями. Впровадження цього методу значно збільшує об'єм ансамблю складних сигналів на визначену кількість частотних елементів.

Після проведеного дослідження, набув подальшого розвитку метод, який базується на послідовностях, що мають покращені властивості взаємної кореляції в частотній області. Головною його відмінністю є фільтрація смуги псевдовипадкових послідовностей, що мають низький рівень взаємодії у часовій області і з подальшим перенесенням частот в спільну область і з перестановками.

Запроваджено покроковий алгоритм до методики створення ансамблів складних сигнальних конструкцій, який використовує послідовності з покращеними властивостями взаємної кореляції, що були отримані шляхом фільтрування смуги. Отримані результати підтверджують, що при визначених обмеженнях значення найбільших відхилень бічних пелюсток не перевищує заданих вихідних параметрів. І це повністю задовольняє умові мінімальної подіюності сигналів. Оптимальне значення заданої фільтраційної смуги становить 0,2 відсотки від значення загальної смуги частот послідовностей виходу.

Доведено, що ансамблі складних сигналів, які були отримано з перестановками на основі послідовностей з покращеними властивостями за допомогою фільтрації, мають гірші властивості порівняно з сигналами, отриманими шляхом перестановки інтервалу часу вихідних послідовностей. В них більша тривалість імпульсів при меншій смузі частот сигналу.

Достовірність отриманих результатів підтверджується відсутністю суперечностей з основними положеннями теорії інформації, теорії оптимізації, теорії математичного програмування, а також збіжністю отриманих результатів із даними експериментальних досліджень та результатами математичного моделювання.

Таким чином мета дисертаційної роботи є досягнутою.

Отриманні в роботі результати знайшли практичне впровадження та використання. Вони можуть бути використані в спеціалізованих безпроводових системах та мережах з параметрами, що випадково змінюються структурою і масштабом, що особливо важливо для мереж реального часу та критичного застосування.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Алешин Г.В., Богданов Ю.А. Эффективность сложных радиотехнических систем. К. : Наукова думка, 2009. 200 с.
2. Альошин Г.В. Оцінка якості інформаційновимірjувальних систем. Харків : Укрдазт, 2008. 300 с.
3. Альошин Г.В., Панченко С.В., Приходько С.І. Оптимізація цифрових систем передачі. Харків: Укрдузт, 2019. 142 с.
4. Альошин Г.В., Панченко С.В., Приходько С.І. Основи систем автоматизованого проектування. Харків : Укрдазт, 2012. 64 с.
5. Альошин Г.В., Панченко С.В., Приходько С.І. Проблеми теорії телекомунікаційних систем та мереж. Харків : Укрдузт, 2018. 260 с.
6. Бабак В.П., Хандецький А.І., Шрюфер Е. Обробка сигналів: підручник для вузів. Київ: Либідь, 1996. 390 с.
7. Білинський Й.Й., Огороднік К.В., Юкиш М.Й. Електронні системи: навчальний посібник. Вінниця : ВНТУ, 2011. 208 с.
8. Бойко Д.А., Алешин Г.В. Оптимизация энергетического потенциала цифровых систем с учетом влияния синхронизирующего канала. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. Харків: Укрдазт, 2010. № 1. С. 60-66.
9. Бондарев В.Н., Трестер Г., Чернега В.С. Цифровая обработка сигналов, методы и средства: підручник для вузів. Харьков: Конус, 2001. 398 с.
10. Бондаренко І.М. Системи радіозв'язку. Кн.2, ч.1. Радіолінії зв'язку: Навч. Посібник. Харків.: ХІ ВПС, 2003. 162с.
11. Борисова Л.В., О.В.Закора., Фещенко А.Б. Автоматизовані системи управління та зв'язок. Х.: НУЦЗУ, 2017. 221 с.
12. Ваврук Є., Лашко О., Попович Р. Алгоритми та засоби обробки сигналів : навч. Посібн. Львів : СПОЛОМ, 2021. 240 с.

13. Гайдаманчук В.А., Савчук А.В. Особенности синхронизации сетей следующего поколения: новые проблемы и новые достижения. Зв'язок. 2006. № 4.
14. Головін Ю.О. Основи радіозв'язку з рухомими об'єктами : Навч. Посіб. Київ : ІСЗЗІ НТУУ КПІ, 2016. 322 с.
15. Горбань А.Н., Дунин-Барковский В.Л., Кирдин А.Н. и др. Нейроинформатика. URL: <http://oasis.peterlink.ru/~dap/nneng/nnlinks/book2/gl1.htm>.
16. Дубровін В.І., Субботін С.О. Методи оптимізації та їх застосування в задачах навчання нейронних мереж: Навчальний посібник. Запоріжжя : ЗНТУ, 2003. 136 с.
17. Звіт MCE-R SM.2405-0. 2017. <http://www.itu.int/pub/R-REP/en>.
18. Ільченко М. Ю., Кравчук С. О. Телекомунікаційні системи широкосмугового радіодоступу. К.: Наукова думка. 2009. 312 с.
19. Індик С.В., Лисечко В.П. Дослідження ансамблевих властивостей складних сигналів, отриманих за рахунок частотної фільтрації псевдовипадкових послідовностей з низькою взаємодією у часовій області. Збірник наукових праць. Харків: ХУПС ім. І. Кожедуба. 2020. Вип. 4 (66). С.46–50. DOI: 10.30748/zhups.2020.66.06.
20. Климаш М.М., Пелішок В.О., Михайленіч П.М. Технології мобільного зв'язку : навч. Посіб. Львів, 2007. 615 с.
21. Конахович Г.Ф. Системи радіозв'язку. Навчальний посібник. К.: НАУ, 2004. 311с.
22. Конахович Г.Ф., Климчук В.П., Паук С.М., Потапов В.Г. Защита информации в телекоммуникационных системах. Киев : “МКПРЕСС”, 2005. 288с.
23. Лисечко В.П., Воронець О.М., Северінов О.В. Розробка методу розподілу ресурсів когнітивної радіомережі з використанням мультиагентних систем. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба, 2013. Вип. 2. С. 220–225.

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

25. Лисечко В.П., Індик С.В. Дослідження кореляційних характеристик ансамблів складних сигналів отриманих за рахунок перестановок частотних ділянок псевдовипадкових послідовностей. Інформаційно–керуючі системи на залізничному транспорті: тези доповідей 33-ї Міжнар. наук.–практ. конф. Інформаційно–керуючі системи на залізничному транспорті (Харків, 30 жовтня 2020 р.). Харків: УкрДУЗТ, 2017. Вип. 3. С. 24–25.

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

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

28. Лисечко В.П., Капурін В.В., Сєверінов О.В. Дослідження характеристик низхідного каналу технології LTE в складних заводських умовах. Наука і техніка ПС Збройних сил України: Зб. наук. пр. Х.: ХУПС, 2011. Вип. №2 (6). С.99–101.

29. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Ковтун І.В., Шувалова Ю.С., Сколота С.В.. Методи віртуалізації і масштабування в мережах безпроводового доступу. Журнал «Системи управління, навігації та зв'язку». 3(55). Полтава. 2019. С.171–175. ISSN 2073–7394.

30. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Олефіренко Т.М. Дослідження імовірного розподілу службових сигналів в когнітивному радіо, Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Харків : УкрДАЗТ, Вип. 6. 2015. С. 51–54.

31. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Прогонний О.М., Качуровський Г.М., Сколота С.В., Розробка методу вибору каналів когнітивного радіо при множинному доступі первинних та вторинних користувачів з використанням технології “ENERGY HARVESTING” під керуванням нейронної мережі. Системи управління, навігації та зв’язку. Збірник наукових праць. Полтава : ПНТУ, 2018. Т. 3 (49). С. 165–174. DOI: <https://doi.org/10.26906/SUNZ.2018.3.165>.

32. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Фоменко О.К. Метод навчання когнітивних радіомереж на основі кіл Маркова. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Харків : УкрДАЗТ, Вип. 133. 2012. С. 147–154.

33. Лисечко В.П., Сопронюк І.І. Метод моніторинга спектра в когнітивних радіосетях на основі БПФ. Вестник Национального технического университета «ХПИ», 2011. Вип. 16. С.173 – 180.

34. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Сєверінов О.В. Моніторинг спектру у каналах із завмираннями та частотними спотвореннями. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба, 2010. Вип. 9(90). С.94–98.

35. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Ухова О.О. Метод моніторинга спектра в когнітивних радіосетях на основі використання інформаційного критерія Акайке. Системи обробки інформації. ХУПС ім. І. Кожедуба, 2011. Вип. 5(95). С.108–112.

36. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Фарид Абдель Самад. Дослідження завадостійкості систем безпроводового доступу. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС, 2010. Вип. 2(83). С.153–155.

37. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г. Метод боротьби із внутрішньосистемними завадами в системах зв’язку з кодовим розділенням

каналів. Радіоелектронні і комп'ютерні системи. Науково–технічний журнал. Х.: «ХАІ», 2010. Вип. 5(46). С. 277–281.

38. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г., Качуровский Г.Н. Метод наращивания объема ансамбля последовательностей коротких видеоимпульсов с низким уровнем взаимной корреляции, Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Х.: УкрДАЗТ, 2010. Вип. 116. С. 100–106.

39. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г., Сопронюк І.І., Брюзгіна Н.О. Дослідження методів аналізу спектру в когнітивних радіомережах. Збірник наукових праць. Х.: Харківського університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, 2010. Вип. 3 (25). С.137–145.

40. Лисечко В.П., Шимків М.В., Гуменюк А.В. Статистична оцінка методу моніторингу спектру на основі цифрової узгодженої фільтрації. Інформаційно–керуючі системи на залізничному транспорті. Х.: УкрДАЗТ, 2014. Вип. 5. С. 71–74.

41. Лисечко В.П., Шимків М.В., Прогонний О.М., Гуменюк А.В. Метод моніторингу спектру на основі цифрової узгодженої фільтрації. Вісник Національного технічного університету. Техніка та електрофізика високих напруг. Х. :НТУ «ХП», 2013. №60(1033). С.127 – 135.

42. Мазурков М. И. Системы широкополосной радиосвязи. Одесса: Наука и техника. 2009. 344 с.

43. Маковеевко Д.В. Стандарт IEEE 802.22. Технологии. Применение. Перспективы. URL: <http://asp24.com.ua/blog/standart-ieee-802-22-tehnologii-primenenie-perspektivy>.

44. Никитюк. Л. А. Телекоммуникационные технологии цифровых сетей : учеб. Пособие / под ред. Н. В. Захарченко. Одесса : Изд. УГАС им. А. С. Попова, 2000. 64 с.

45. Ніжебецька Ю.Х, Рибін О.І.,Ткачук А.П,Шарпан О.Б. Нормальне дискретне перетворення сигналу довільної форми. Наукові вісті НТУУ «КПІ» 2008. №4. С.34-40.

46. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Вдосконалення методу керування середовищем когнітивної радіосистеми з використанням нейронної мережі. Матеріали шостої міжнародної науково–технічної конференції «Сучасні напрями розвитку інформаційно–комунікаційних технологій та засобів управління». Харків, 2016. С. 63.

47. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Метод вибору каналів у когнітивному радіо під керуванням нейронної мережі. Збірник наукових праць УкрДУЗТ LXXX Міжнародної науково–технічної конференції «Розвиток наукової та інноваційної діяльності на транспорті». Вип.177. Харків: УкрДУЗТ, 2018. С. 39.

48. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Методи навчання інтелектуальних телекомунікаційних систем. Матеріали стендових доповідей та виступів учасників 29–ої міжнародної науково–практичної конференції «Інформаційно–керуючі системи на залізничному транспорті». Черноморськ: УкрДУЗТ. Черноморськ, 2016. С. 38.

49. Обіход Я.Я., Лисечко В.П., Олефіренко Т.М. Дослідження імовірного розподілу службових сигналів в когнітивному радіо. Збірник тез доповідей науково–практичної конференції «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку». Харків, 2015. С. 64.

50. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Розробка методу вибору каналів когнітивного радіоприймача при множинному доступу первинних та вторинних користувачів з використанням технології «Energy Harvesting» під керуванням нейронної мережі. Збірник тез доповідей науково–практичної конференції «Службово–бойова діяльність Національної гвардії України: сучасний стан, проблеми та перспективи». Харків: НАНГУ, 2018. С. 36.

51. Павлов И.Ю., Колосков В.Л., Иванов Е.Б. Анализ централизованных и децентрализованных систем автоматизированного управления «Интеллектуальным домом». Новые Информационные технологии в автоматизированных системах, 2016. № 19. С. 338–340.

52. Петришин Л. Б. Теоретичні основи перетворення форми та цифрової обробки інформації в базисі Галуа: [навч. посібник]. К.: ІЗіМН МОУ, 1997. 237с.
53. Попов А.О. Теорія сигналів : навч. Посіб. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 268 с.
54. Поповський В. В. Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології. Харків : «Компанія Сміт», 2003. 512 с.
55. Приходько С.І., Штомпель М.А., Жученко О.С., Лисечко В.П., Шувалова Ю.С. Дослідження ефективності адаптивного методу декодування алгебраїчних згорткових кодів перемешування. Інформаційно–керуючі системи на залізничному транспорті. 2019. № 2. С. 13–18.
56. Рибін О.І., Ніжебецька Ю.Х., Рибіна І.О. Аналіз лінійних систем з використанням кратних перетворень // Вісник НТУУ “КПІ”. Серія Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. 2010. Випуск 40.
57. Руденко О. Г., Бодяньський Є.В. Штучні нейронні мережі. Харків : Компанія СМІТ, 2006. 404 с.
58. Солодовник В. Ф., Воробьев А. В. Системы подвижной радиосвязи. Учеб. пособие. Харьков: НАУ. 2014. 142 с.
59. Степаненко Ю. Г. Метод формування ансамблів складних сигналів шляхом перестановки часових інтервалів. Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць. К.: Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління. 2010. Вип. 4 (16). С.183-186.
60. Степаненко Ю. Г., Жученко С. С., Чигрин Д. С. Метод перестановки часових інтервалів шляхом поетапного перебору. Системи озброєння і військова техніка: науковий журнал. Х.: ХУПС. 2012. Вип. 3(31). С. 235-238.
61. Субботін С.О. Нейронні мережі:теорія та практика. Навчальний посібник. Житомир, 2020. 180с.
62. Субботин С. А., Олейник Ан.А., Гофман Е.А., Зайцев С. А., Олейник Ал.А. Интеллектуальные информационные технологии проектирования

автоматизированных систем диагностирования и распознавания образов : монография. Харьков : Компания СМИТ, 2012. 318 с.

63. Філатова Г.Є. Проектування цифрових фільтрів: навчальний посібник. Х. : НТУ «ХП», 2017. 120 с.

64. Харченко В. М., Лаврут О. О. Енергетичний розрахунок супутникових радіоліній: Навчальний посібник. Х.: ХВУ. 2000. 47 с.

65. Хайкін С. Нейронні мережі. К. Діалектика, 2020. 1104 с.

66. Яцимірський М. М. Швидкі алгоритми ортогональних тригонометричних перетворень. Львів: Академічний Експрес, 1997. 219 с

67. Akaike H. Information theory and an extension of the maximum likelihood principle. 2nd International Symposium on Information Theory. Budapest, Hungary, 1973. PP. 267–281.

68. Akaike H. On the likelihood of a time series model. The Statistician. vol. 27, no. 3/4, Dec. 1978. PP. 217–235.

69. Akyildiz I., Lee W.–Y., Vuran M.C., Mohanty S. A survey on spectrum management in cognitive radio networks. IEEE Communications Magazine, vol. 46, no. 4. PP. 40–48, 2008.

70. Alhammadi A., Roslee M., Alias M.Y. Analysis of spectrum handoff schemes in cognitive radio network using particle swarm optimization. In Proceedings of 3rd International Symposium on Telecommunication Technologies (ISTT), 2016. PP. 55–58.

71. Apurva N., Chouinard G. IEEE 802.22 Wireless Regional Area Networks. URL: www.ieee802.org/22/technology/22-10-0073-03-0000-802-22-overview-and-core-technologies.pdf. 4p.

72. Arora P., Xia N., Zheng R. A Gibbs sampler approach for optimal distributed monitoring of multi-channel wireless networks. In Proceedings of the 54th Annual IEEE Global Telecommunications Conference: "Energizing Global Communications", GLOBECOM, 2011. PP. 32–38.

73. Arslan H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 11(1), 2009. PP. 116–130.
74. Arslan H., Arslan Y. *Cognitive Radio, Software Defined Radio and Adaptive Wireless Systems*. Springer, 2007. ISBN 978–1–4020–5541–6. 327p.
75. Bacchus R., Fertner A., Hood C., Roberson D. Long-term, Wide-Band Spectral Monitoring in Support of Dynamic Spectrum Access Networks. 3rd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2008. PP. 257–259.
76. Benamrane F. Benmamoun M., Benaini R. An east-west interface for distributed SDN control plane: implementation and evaluation. *Computers & Electrical Engineering*. Vol. 57, 2017. PP. 240–250.
77. Berg O., Berg T., Haavik S., Hjelmstad J., Skaug R. *Spread Spectrum in Mobile Communication*. The Institution of Electrical Engineers. 1998. 478 p.
78. Bloem M., Alpcan T., Basar T. Stackelberg game for power control and channel allocation in cognitive radio networks. *Value Tools '07 proceedings of the 2nd International Conference on Performance Evaluation Methodologies and Tools*, 2007. PP. 49–53.
79. Bogucka H., Kryszkiewicz P., Kliks A. Dynamic spectrum aggregation for future 5G communications. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 53(5), 2015. PP. 112–118.
80. Burbank J. L. Security in cognitive radio networks: the required evolution in approaches to wireless network security. 3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (Crown-Com), 2008. PP. 1–7.
81. Cajetan M. Akujuobi, Matthew N. O. Sadiku. *Introduction to Broadband Communication Systems*. New York. Chapman and Hall/CRC. 2013. 456 p. DOI: 10.1201/b15844.

82. Cameron R.J., Kudsia C.M., Mansour R.R. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. New York : Wiley & Sons. 2007. 771 p. DOI:10.1002/9781119292371.

83. Chakravarthy V., Li X., Zhou R., Wu Z., Temple M. Novel overlay/underlay cognitive radio waveforms using sd-smse framework to enhance spectrum efficiency–part II: analysis in fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 58(6), 2010. PP. 1868–1876.

84. Chen Zhe, Guo Nan, and Qiu Robert C. Demonstration of Real-Time Spectrum Sensing for Cognitive Radio. *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 10, PP. 915-917, October 2010. DOI: 10.1109/LCOMM.2010.082610.100725.

85. Chien W.B., Yang C.K., Huang Y.H. Energy-saving cooperative spectrum sensing processor for cognitive radio system. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 58(4), 2011. PP. 711–723.

86. Cho H., Hwang G. An optimized random channel access policy in cognitive radio networks under packet collision requirement for primary users. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 12(12), 2013. PP. 6382–6391.

87. Chu T.M.C., Phan H., Zepernick H.J. Hybrid interweave-underlay spectrum access for cognitive cooperative radio networks. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 62(7), 2014. PP. 2183–2197.

88. Chung W., Park S., Lim S., Hong D. Spectrum sensing optimization for energy-harvesting cognitive radio systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 13(5), 2014. PP. 105–107.

89. Clancy Thomas Charles III. Dynamic spectrum access in cognitive radio networks. Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy, 2006.

90. Cognitive Radio Definition. Virginia Tech Cognitive Radio Work Group Wiki. URL: http://suPPort.mprg.org/dokuwiki/doku.php?id=cognitive_radio:definition.

91. Cordeiro C., Challapali L., Birru D., Shankar S. IEEE 802.22: The First Worldwide Wireless Standard based on Cognitive Radios. *IEEE DySPAN*, 2005. 16p.

92. Cordeiro C., Challapali K., Ghosh M. Cognitive PHY and MAC Layers for Dynamic Spectrum Access and Sharing of TV Bands. Philips Research North America. TAPAS '06: Proceedings of the first international workshop on Technology and policy for accessing spectrum. Aug. 2006.
93. Cox C. An Introduction to LTE: LTE, LTE-advanced, SAE and 4G Mobile Communications. John Wiley & Sons Ltd. 2012. 337 p.
94. Digham F.F., Alouini M.S., Simon M.K. On the energy detection of unknown signals over fading channels. IEEE Transactions on Communications, vol. 55, no. 1. PP. 21–24, 2007.
95. Du H., Fu S., Chu H. A credibility-based defense ssdf attacks scheme for the expulsion of malicious users in cognitive radio. International Journal of Hybrid Information Technology, Vol. 8, 2015. PP. 31-38.
96. Eberhart R.C., Kennedy J. A new optimizer using particle swarm theory. In Proceedings of the 6th International Symposium on Micro Machine and Human Science (MHS '95), 1995. PP. 39–43.
97. Esmailzadeh R. Broadband Telecommunications Technologies and Management. Carnegie Mellon University. Adelaide. Willey. 2016. 359 p. DOI:10.1002/9781119114956.
98. Ettus Research LLC. URL: <http://www.ettus.com/>.
99. Feng J., Lu G., Wang H., Wang X. SuPPorting secure spectrum sensing data transmission against SSDH attack in cognitive radio ad hoc networks. Journal of Network and Computer APplications, Vol. 72, 2016. PP. 140–149.
100. Fette B. Cognitive Radio Technology. Academic Press. 2009. 828 p.
101. Ganesan G. and Li Y. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks. Proc. Dynamic Spectrum Access Nets. Baltimore, MD. 2005. PP. 137–143.
102. Geete P., Motta M. Analysis of Different Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio Network. International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Vol. 2, 2015. PP. 12-17.

103. Ghasemi A., Sousa S.E. OPPortunistic spectrum access in fading channels through collaborative sensing. *IEEE Journal of Communications*, vol. 2, no. 2. PP. 71–81, 2007.
104. Ghasemi A., Sousa S.E. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, challenges, and design trade-off. *IEEE Communications Magazine*. 2008. Volume 46. PP. 32–39.
105. GNU Radio. URL: <http://www.gnuradio.org/>.
106. Goldsmith A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2005.
107. Guo B., Wang Z., Yu Z. et al. Mobile crowd sensing and computing: the review of an emerging human–powered sensing paradigm. *ACM Computing Surveys*, Vol. 48(1), 2015. article 7.
108. Gupta S., Malagar V. IEEE 802.22 Standard for Regional Area Networks. *International Conference on Next Generation Computing and Information Systems. Conference*. 2017. DOI: 10.1109/ICNGCIS.2017.20
109. Haykin S. Cognitive radio: brain–empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2. PP. 201–220, 2005.
110. Herath S.P., Rajatheva N. Analysis of equal gain combining in energy detection for cognitive radio over Nakagami channels. In *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '08)*, 2008. PP. 1–5.
111. Hartley. R. V. L. *Transmission of Information*. Bell System Technical Journal. 1928. PP. 535-563.
112. Hernández-Suárez C.A., Pedraza-Martínez L.F., Rodríguez de la Colina E. Fuzzy feedback algorithm for the spectral handoff in cognitive radio networks. *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*, no. 81, 2016. PP. 22–27.
113. Ho–Van K.K. Influence of channel information imperfection on outage probability of cooperative cognitive networks with partial relay selection. *Wireless Personal Communications*, Vol. 94(4), 2017. PP. 89–91.
114. Hu S., Yao Y.D., Yang Z. Cognitive medium access control protocols for secondary users sharing a common channel with time division multiple access

primary users. *Wireless Communications and Mobile Computing*, Vol. 14(2), 2014. PP. 284–296.

115. Iacobucci M. S. *Reconfigurable radio systems: network architectures and standards*. Chichester: John Wiley & Sons. 2013. 275 p. DOI:10.1002/9781118398401.

116. IEEE P802.22/D0.5. Draft Standard for Wireless Regional Area Networks Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV Bands. Mar. 2008. 10p.

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

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

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

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

121. Ipatov V.P. *Spread spectrum and CDMA: Principles and applications*. Chichester: John Wiley & Sons. 2005. 385 p. DOI10.10020470091800.

122. Jayaweera S. K. *Signal Processing for Cognitive Radios*. John Wiley. 2015. 802 p.

123. Jin J., Gubbi J., Marusic S., Palaniswami M. An information framework for creating a smart city through internet of things. *IEEE Internet of Things Journal*, Vol.1(2), 2014. PP. 112–121.

124. Jing T., Xing X., Cheng W., Huo Y., Znati T. Cooperative spectrum prediction in multi-PU multi-SU cognitive radio networks. *International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks*, Vol. 19, 2014. PP. 64–67.
125. Karmokar A.K., Senthuran S., Anpalagan A. Physical layer-optimal and cross-layer channel access policies for hybrid overlay-underlay cognitive radio networks. *IET Communications*, Vol. 8(15), 2014. PP. 2666–2675.
126. Khalid M., Wang Y., Ra I., Sankar R. Two-relay-based cooperative MAC protocol for wireless ad hoc networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 60(7), 2011. PP. 172–184.
127. Khambekar N., Spooner C.M., Chaudhary V. On improving serviceability with quantified dynamic spectrum access. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks*, 2014. PP. 553–564.
128. Khan M.S., Koo I. The Effect of Multiple Energy Detector on Evidence Theory Based Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio Networks. *Journal of Information Processing Systems*, Vol. 12(2), 2016. PP. 124–128.
129. Khoshkholgh M.G., Navaie K., Yanikomeroğlu H. Access strategies for spectrum sharing in fading environment: overlay, underlay, and mixed. *IEEE Transactions on Mobile Computing*. Vol. 9(12), 2010. PP. 1780–1793.
130. Kryszkiewicz P., Kliks A., Bogucka H. Small-scale spectrum aggregation and sharing. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 34(10), 2016. P. 239–241.
131. Li A., Han G., Wan L., Shu L. A Sensitive Secondary Users Selection Algorithm for Cognitive Radio Ad Hoc Networks. *CH.: Sensors*, 2016. PP. 4–8.
132. Liu H., Chen Z., Qian L. The three primary colors of mobile systems. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 54(9), 2016. PP. 22–27.
133. Li K., Yang C., Chen Z., Tao M. Optimization and analysis of probabilistic caching in \mathbb{N}^2 -tier heterogeneous networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 17(2), 2018. PP. 182–185.

134. Li W., Leung V., Zhu C., Ma Y. Scheduling and routing methods for cognitive radio sensor networks in regular topology. *Wireless Communications and Mobile Computing*, Vol. 16(1), 2016. PP. 47–58.

135. Li W., Zhu C., Leung V.C.M., Yang L.T., Ma Y. Performance comparison of cognitive radio sensor networks for industrial IoT with different deployment patterns. *IEEE Systems Journal*, 2015. PP. 15–24.

136. Liang Y.C., Chen K.C., Li G.Y., and Mahonen P. Cognitive radio networking and communications: an overview. *Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 60(7), 2011. PP. 3386–3407.

137. Liu C.-H., Azarfar A., Frigon J.-F., Sansò B., Cabric D. Robust cooperative spectrum sensing scheduling optimization in multi-channel dynamic spectrum access networks. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, Vol. 15(8), 2016. PP. 2094–2108.

138. Lysechko V.P., Kulagin D.O., Indyk S.V., Zhuchenko O.S., Kovtun I.V. The Study Of The Cross-Correlation Properties Of Complex Signals Ensembles Obtained By Filtered Frequency Elements Permutations. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. (2), 15. <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2022-2-2>.

139. Lysechko V., Obikhod Y., Sverhunova Y., Zhuchenko O., Progonniy O., Kachurovskiy G., Tretijk V., Malyuga V., Voinov V. Improvement of the cognitive radio system area management method with using neural networks. *Eastern-European journal of enterprise technologies*. Vol. 4/9 (88). 2017. PP. 22–29.

140. Lu Y., Wang D., Fattouche M. Cooperative spectrum-sensing algorithm in cognitive radio by simultaneous sensing and BER measurements. *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2016(1), 2016. article 136.

141. Mahmoud Q. *Cognitive Networks*. Wiley, 2007. ISBN 978-0-470-06196-1. 279p.

142. Mian O., Zhou R., Hong X. Li, S., and Wu Z. A software-defined radio based cognitive radio demonstration over FM band. In *Proc. International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing*, June 2009. PP. 495 – 499.

143. Miao L., Sun Z., Jie Z. The Parallel Algorithm Based on Genetic Algorithm for Improving the Performance of Cognitive Radio. *Wireless Communications and Mobile Computing*, Vol. 2018. PP. 3–4.
144. Mitola J. III, Maguire G.Q. Jr. Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal. *IEEE Pers. Commun.*, vol. 6(4), 1999. PP.13-18.
145. Neghabi A.A. Navimipour N.J., Hosseinzadeh M., Rezaee A. Load balancing mechanisms in the software defined networks: a systematic and comprehensive review of the literature. *IEEE Access*. Vol. 6(7), 2018. PP. 345–340.
146. Palicot J. Favennec P.-N. Radio engineering: from software to cognitive radio. Hoboken: John Wiley & Sons. 2011. 378 p. DOI:10.1002/9781118602218.
147. Pandit Sh., Singh G. Spectrum sharing in cognitive radio networks. Solan: Springer. 2017. 426 p. DOI:10.1007/9783319531472.
148. Park S., Kim H., Hong D. Cognitive radio networks with energy harvesting. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 12(3), 2013. PP. 1386–1397.
149. Parker M. Digital Signal Processing 101. Everything You Need to Know to Get Started. Newnes. 2017. 432 p.
150. Pateromichelakis E., Samdanis K. A graph coloring based inter-slice resource management for 5G dynamic TDD RANs. In *Proceedings of the 2018 IEEE International Conference on Communications (ICC 2018)*, 2018. PP. 15–19.
151. Peng T., Chen Y., Xiao J., Zheng Y., Yang J. Improved soft fusion-based cooperative spectrum sensing defense against SSDF attacks. In *Proceedings of the 2016 International Conference on Computer, Information and Telecommunication Systems*, 2016. PP. 7-9.
152. Perez R., Sallent O., Ferrus R., Agusti R. On the configuration of radio resource management in a sliced RAN. In *Proceedings of the NOMS*, 2018. PP. 28–30.
153. Petcu A., Faltings B. A distributed, complete method for multiagent constraint optimization. *Fifth International Workshop on Distributed Constraint Reasoning*, 2004. PP. 266–271.

154. Pohasii S., Yevseiev S., Zhuchenko O., Milov O., Lysechko V., Kovalenko O., Kostiak M., Volkov A., Lezik A., Susukailo V. Development of crypto-code constructs based on LDPC codes. 2022. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 2 (9(116)). PP. 44–59. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.254545>.

155. Pratibha K., Li H., The K.C. Energy–harvesting cognitive radio systems cooperating for spectrum sensing and utilization. In Proceedings of the IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM '15), 2015. 6 p.

156. Qiu R. C., Hu Zh., Li H., Wicks M. C. Cognitive radio communications and networking. Chichester: John Wiley & Sons, 2012. 514 p. DOI:10.1002/9781118376270.

157. Rahnema M., Dryjanski M. From LTE to LTE-Advanced Pro and 5G. Boston; London: Artech House. 2017. 372 p. ISBN-10 1630814539.

158. Rana A.R., Kim J., Kim B.-S. Named Data Networking for Cognitive Radio Ad Hoc Networks. Mobile Information Systems, 2015. PP. 3–7.

159. Ranganathan R., Qiu R., Hu Z. Radio for Smart Grid: Theory, Algorithms, and Security. International Journal of Digital Multimedia Broadcasting. 2011. 14 p.

160. Rauniyar A., Shin S.Y. Cooperative adaptive threshold based energy and matched filter detector in cognitive radio networks. Journal of Communication and Computer, Vol. 12, 2015. 17 p.

161. Romero Perez, Sallent O., Ferrus R., Agusti R. On the configuration of radio resource management in a sliced RAN. 2018. Proceedings of the NOMS. PP. 28–30.

162. Rondeau T.W., Bostian C.W. Artificial Intelligence in Wireless Communications. Artech House Publishers, 2009. PP. 11–16.

163. Salameh H.A.B., El-Attar M.F. Cooperative OFDM–based virtual clustering scheme for distributed coordination in cognitive radio networks. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 64(8), 2015. PP. 3624–3632.

164. Saleem Y., Rehmani M.H. Primary radio user activity models for cognitive radio networks: a survey. *Journal of Network and Computer Applications*, Vol. 43, 2014. PP. 1–16.
165. Sesia S. *LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*. 2nd edition. Wiley. 2011. 792 p.
166. Setoodeh P. Haykin S. *Fundamentals of cognitive radio*. Hoboken: John Wiley & Sons. 2017. 207 p. DOI:10.1002/9781119405818.
167. Shafie A.E., Sultan A. Optimal random access for a cognitive radio terminal. *IEEE Communications Letters*, Vol. 17(6), 2013. PP. 90–95.
168. Sharifi A.A., Musevi Niya M.J. Defense Against SSDF Attack in Cognitive Radio Networks: Attack-Aware Collaborative Spectrum Sensing Approach. *IEEE Communications Letters*, Vol. 20(1), 2016. PP. 83–87.
169. Shen J., Tan H., Wang J., Wang J., Lee S. A novel routing protocol providing good transmission reliability in underwater sensor networks. *Journal of Internet Technology*, Vol. 16(1), 2015. PP. 171–178.
170. Shiang H. Distributed resource management in multi-hop cognitive radio networks for delay sensitive transmission. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.58(2). PP. 941–953.
171. Shin D.–H., Bagchi S. An optimization framework for monitoring multi-channel multi-radio wireless mesh networks. *Ad Hoc Networks*, Vol. 11(3), 2013. PP. 926–943.
172. Shin D.–H., Bagchi S., Wang C.–C. Distributed online channel assignment toward optimal monitoring in multi-channel wireless networks. In *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Communications, INFOCOM, 2012*. PP. 2626–2630.
173. Shin D.–H., He S., Zhang J. Joint sensing task and subband allocation for large-scale spectrum profiling. In *Proceedings of the 34th IEEE Annual Conference on Computer Communications and Networks, IEEE INFOCOM, 2015*. PP. 433–441.
174. Sloane N. J. A., Plouffe S. *The Encyclopedia of Integer Sequences*, Academic Press. San Diego. 1995. 587 p. ISBN 0-12-558630-2.

175. Smith P.J., Dmochowski P.A., Suraweera H.A., Shafi M. The effects of limited channel knowledge on cognitive radio system capacity. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 62(2), 2013. PP. 927–933.

176. Specht D.A. General Regression Neural Network. *IEEE Trans. on Neural Networks*, 1991, Vol.2(6). PP. 558–565.

177. Srilatha M., Hemalatha R., Ramesh K.S. An improved technique to mitigate interference between adjacent bands in cognitive radio system. In *Proceedings of the 7th IEEE international advanced computing conference, (IACC '17)*, 2017. PP. 156–159.

178. Stevenson C., Chouinard G., Zhongding Lei, Wendong Hu, Shellhammer S., Caldwell W. IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard *Communications Magazine*. IEEE. 2009. Vol 47. PP. 130–138.

179. Stevenson C.R., Cordeiro C., Sofer E., and Chouinard G. Functional Requirements for the 802.22 WRAN Standard. *IEEE 802.22–05/0007r46*. Sept. 2005. PP. 24–28.

180. Sudevalayam S., Kulkarni P. Energy harvesting sensor nodes: survey and implications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 13(3), 2011. PP. 443–461.

181. Tang J., Mista S., Xue G. Joint spectrum allocation and scheduling for fair spectrum sharing in cognitive radio wireless networks. *Computer Networks*, 2008. Vol.52(11). PP. 148–158.

182. Tawk Y., Constantine J., Christodoulou C. G. *Antenna Design for Cognitive Radio*. Boston: Artech House. 2016. 289 p.

183. Tengkvist P., Koudouridis G.P., Qvarfordt C., Dryjanski M., Cellier M. Multi-dimensional radio service maps for position-based self-organized networks. In *Proceedings of the 22nd IEEE International Workshop on Computer Aided Modeling and Design of Communication Links and Networks, CAMAD*, 2017. PP. 8–10.

184. Tkachenko A., Cabric D., and Brodersen R. Cognitive radio experiments using reconfigurable BEE2. in Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, October 2006. PP. 2041–2045.
185. Torrieri Don. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems. 4th Edition. Springer International Publishing AG. 2018. 733 p.
186. Tragos E.Z., Zeadally S., Fragkiadakis A.G., Siris V.A. Spectrum assignment in cognitive radio networks: a comprehensive survey. IEEE Communications Surveys & Tutorials, Vol. 15(3), 2013. PP. 1108–1135.
187. Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals. IEEE Proceedings, vol. 55, no. 4. PP. 523–531, 1967.
188. Varshney P.K. Distributed Detection and Data Fusion. Springer, Secaucus, NJ, USA. 1996.
189. Visotsky E., Kuffher S., and Peterson R. On collaborative detection of TV transmissions in support of dynamic spectrum sharing. in Proceedings of the 1st IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '05). PP. 338–345, December 2005.
190. Visser F.E., Janssen G.J.M., and Pawełczak P. Multinode spectrum sensing based on energy detection for dynamic spectrum access. in Proceedings of the 67th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC '08). PP. 1394–1398, June 2008.
191. Wang G., Zhao Y., Huang J., Wang W. The controller placement problem in software defined networking: a survey. IEEE Network, Vol. 31(5), 2017. PP. 38–40.
192. Wang K., Chen Z., Liu H. Push-based wireless converged networks for massive multimedia content delivery. IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 13(5), 2014. PP. 325–330.
193. Wang Y., Ren P., Gao F., Su Z. A hybrid underlay/overlay transmission mode for cognitive radio networks with statistical quality-of-service provisioning. IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 13(3), 2014. PP. 1482–1498.

194. Wang Z., Chen Z., Xia B., Luo L., Zhou J. Cognitive relay networks with energy harvesting and information transfer: design, analysis, and optimization. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 15(4), 2016. PP. 252–256.
195. Weiss T., Hillenbrand J., and Jondral F. A diversity approach for the detection of idle resources in spectrum pooling systems. in *Proceedings of the 48th International Scientific Colloquium*. PP. 37–38, September 2003.
196. Wendong Hu, Mario G., Vlantis A.G., Gregory J. Efficient, Flexible, and Scalable Inter–Network Spectrum Sharing and Communications in Cognitive IEEE 802.22 Networks 1. STMicroelectronics. University of California. IEEE. ISBN 798–1–1024–9567–5. 156 p.
197. Wilson S.-K., Wilson S., Biglieri E. Academic Press Library in Mobile and Wireless Communications. *Transmission Techniques for Digital Communications*. Academic Press. 2016. 750 p.
198. Wu Y., Yang Q., Liu X., Kwak K.S. Delay–constrained optimal transmission with proactive spectrum handoff in cognitive radio networks. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 64(7), 2016. PP. 247–249.
199. Wyglinski A. M., Nekovee M., Hou Y. T. *Cognitive Radio Communications and Networks: Principles and Practice*. 2009. PP. 43–45.
200. Xie S., Wang Y. Construction of tree network with limited delivery latency in homogeneous wireless sensor networks. *Wireless Personal Communications*, Vol. 78(1), 2014. PP. 231–246.
201. Yang C., Shao H.–R. Wifi–based indoor positioning. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 53(3), 2015. PP. 90–105.
202. Yang X., Chen Z., Li K. et al. Communication–constrained mobile edge computing systems for wireless virtual reality: scheduling and tradeoff. *IEEE Access*, Vol. 6, 2018. PP. 220–226.
203. Ye F., Zhang X., Li Y. Collaborative spectrum sensing algorithm based on exponential entropy in cognitive radio networks. *Symmetry*, Vol. 9, 2017. PP. 44–45.

204. Yilmaz Y., Guo Z., and Wang X. Sequential joint spectrum sensing and channel estimation for dynamic spectrum access. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 32(11), 2014. PP. 2000–2012.
205. Young C., Wendong H. IEEE 802.22 WRAN Standard PHY/MAC Proposal. Runcom STMicroelectronics, 2006. 24p.
206. Yucek T. and Arslan H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 11, no. 1. PP. 116–130, March 2009.
207. Zayen B., Hayar A. M., Nussbaum D. Blind Spectrum Sensing for Cognitive Radio Based on Model Selection. Mobile Commun. Group, Inst. Eurecom, Sophia Antipolis, 2008. PP. 1–4.
208. Zeng F., Tian Z., Li C. Distributed compressive wideband spectrum sensing in cooperative multi-hop cognitive networks. In *Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Communications, ICC 2010*, 2010. PP. 52–56.
209. Zhai X., Zheng L., Tan C.W. Energy–infeasibility tradeoff in cognitive radio networks: price–driven spectrum access algorithms. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 32(3), 2014. PP. 528–538.
210. Zhang L., Song T., Wu M., Bao X., Guo J., Hu J. Traffic–adaptive proactive spectrum handoff strategy for graded secondary users in cognitive radio networks. *Chinese Journal of Electronics*, Vol. 24(4), 2015. PP. 425–428.
211. Zhang R., Zhang J., Zhang Y., Zhang C. Secure crowdsourcing–based cooperative spectrum sensing. In *Proceedings of the 32nd IEEE Conference on Computer Communications, IEEE INFOCOM*, 2013. PP. 2526–2534.
212. Zhu C., Leung V.C.M., Shu L., and Ngai E.C.H. Green internet of things for smart world. *IEEE Access*, Vol.3, 2015. PP. 2151–2162.
213. Zhu J., Jiang D., Ba S., Zhang Y. A game–theoretic power control mechanism based on hidden Markov model in cognitive wireless sensor network with imperfect information. *Neurocomputing*, Vol. 220, 2017. PP. 76–83.
214. Ziemer R. E., Peterson R. W., Borth D. E. *Introduction to Spread-Spectrum Communications*. Pearson. 1995. 695 p.

ДОДАТОК А
СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Pohasii S., Yevseiev S., Zhuchenko O., Milov O., Lysechko V., Kovalenko O., Kostiak M., Volkov A., Lezik A., Susukailo V. Development of crypto-code constructs based on LDPC codes. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2 (9 (116)), 2022. P. 44–59. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.254545>. (Scopus - 2022).
2. Lysechko V.P., Kulagin D.O., Indyk S.V., Zhuchenko O.S., Kovtun I.V. The Study Of The Cross-Correlation Properties Of Complex Signals Ensembles Obtained By Filtered Frequency Elements Permutations. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, (2), 2022. 15p. <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2022-2-2> (Web Of Science - 2022).
3. Indyk S., Lysechko V., Zhuchenko O., Kitov V. The formation method of complex signals ensembles by frequency filtration of pseudo-random sequences with low interaction in the time domain. *Radio Electronics, Computer Science, Control*. Issue 4 (55), 2020. P. 7-15. <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2020-4-1>. (Web Of Science - 2020).
4. Lysechko V., Obikhod Y., Sverhunova Y., Zhuchenko O., Progonniy O., Kachurovskiy G., Tretijk V., Malyuga V., Voinov V. Improvement of the cognitive radio system area management method with using neural networks. *Eastern-European journal of enterprise technologies*, Vol. 4/9 (88). 2017. P. 22-29. (Scopus - 2017).
5. Indyk S., Lysechko V. The formation method of complex signals ensembles with increased volume based on the use of frequency bands. *Control, navigation and communication system*. Issue 4 (62), 2020. P. 119-121.
6. Indyk S., Lysechko V. The study of ensemble properties of complex signals obtained by time interval permutation. *Advanced Information Systems*. Vol. 4, № 3. 2020. P. 85-88. <https://doi.org/10.20998/2522-9052.2020.3.11>.
7. Indyk S., Lysechko V. Method of permutation of intervals, taking into account correlation properties of segments. *Control, navigation and*

communication system. Issue 3 (61). 2020. P. 128-130.
<https://doi.org/10.26906/SUNZ.2020.3>.

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

9. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Ковтун І.В., Шувалова Ю.С., Сколота С.В. Методи віртуалізації і масштабування в мережах безпроводового доступу. Журнал «Системи управління, навігації та зв'язку». Вип 3(55). Полтава, 2019. С.171-175. ISSN 2073-7394.

10. Приходько С.І., Штомпель М.А., Жученко О.С., Лисечко В.П., Шувалова Ю.С. Дослідження ефективності адаптивного методу декодування алгебраїчних згорткових кодів перемешування. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. № 2, 2019. С. 13-18.

11. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Прогонний О.М., Качуровський Г.М., Сколота С.В. Розробка методу вибору каналів когнітивного радіо при множинному доступі первинних та вторинних користувачів з використанням технології “Energy harvesting” під керуванням нейронної мережі. Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць. Полтава: ПНТУ, 2018. Т. 3 (49). С. 165-174. <https://doi.org/10.26906/SUNZ.2018.3.165>.

12. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Олефіренко Т.М. Дослідження імовірносного розподілу службових сигналів в когнітивному радіо. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Харків: УкрДАЗТ, Вип. 6. 2015. С. 51-54.

13. Лисечко В.П., Шимків М.В., Гуменюк А.В. Статистична оцінка методу моніторингу спектру на основі цифрової узгодженої фільтрації. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. Х.: УкрДАЗТ, 2014. Вип. 5. С. 71-74.

14. Лисечко В.П., Воронець О.М., Северінов О.В. Розробка методу розподілу ресурсів когнітивної радіомережі з використанням мультиагентних систем. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба, 2013. Вип. 2. С. 220-225.

15. Лисечко В.П., Шимків М.В., Прогонний О.М., Гуменюк А.В. Метод моніторингу спектру на основі цифрової узгодженої фільтрації. Вісник Національного технічного університету. Техніка та електрофізика високих напруг. Харків: НТУ «ХПИ», 2013. №60(1033). С. 127 - 135.

16. Лисечко В.П., Обіход Я.Я., Фоменко О.К. Метод навчання когнітивних радіомереж на основі кіл Маркова. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Харків: УкрДАЗТ, Вип. 133. 2012. С. 147-154.

17. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Ухова О.О. Метод моніторингу спектра в когнітивних радіосетях на основі використання інформаційного критерія Акайке. Системи обробки інформації. ХУПС ім. І. Кожедуба. 2011. Вип. 5(95). С. 108-112.

18. Лисечко В.П., Сопронюк І.І. Метод моніторингу спектра в когнітивних радіосетях на основі БПФ. Вестник Национального технического университета «ХПИ», 2011. Вип. 16. С. 173 - 180.

19. Лисечко В.П., Капурін В.В., Северінов О.В.. Дослідження характеристик низхідного каналу технології LTE в складних заводських умовах. Наука і техніка ПС Збройних сил України: Зб. наук. пр. Х.: ХУПС, 2011. Вип. №2 (6). С. 99-101.

20. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г., Качуровский Г.Н. Метод наращивания объема ансамбля последовательностей коротких видеоимпульсов с низким уровнем взаимной корреляции. Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. Х.: УкрДАЗТ, 2010. Вип. 116. С. 100-106.

21. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г. Метод боротьби із внутрішньосистемними завадами в системах зв'язку з кодовим розділенням

каналів. Радіоелектронні і комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. Х.: «ХАІ», 2010. Вип. 5(46). С. 277-281.

22. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Фарид Абдель Самад. Дослідження завадостійкості систем безпроводового доступу. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС. 2010. Вип. 2(83). С. 153-155.

23. Лисечко В.П., Степаненко Ю.Г., Сопронюк І.І., Брюзгіна Н.О. Дослідження методів аналізу спектру в когнітивних радіомережах. Збірник наукових праць. Х.: Харківського університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, 2010. Вип. 3 (25). С.137-145.

24. Лисечко В.П., Сопронюк І.І., Сєверінов О.В. Моніторинг спектру у каналах із завмираннями та частотними спотвореннями. Системи обробки інформації. Х.: ХУПС ім. І. Кожедуба, 2010. Вип. 9(90). С. 94-98.

Матеріали й тези доповідей на конференціях.

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

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

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

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

29. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Метод вибору каналів у когнітивному радіо під керуванням нейронної мережі. Збірник наукових праць УкрДАЗТ LXXX Міжнародної науково-технічної конференції «*Розвиток наукової та інноваційної діяльності на транспорті*». № 177. Харків: УкрДАЗТ, 2018. С. 39.

30. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Розробка методу вибору каналів когнітивного радіоприймача при множинному доступу первинних та вторинних користувачів з використанням технології «Energy Harvesting» під керуванням нейронної мережі. Збірник тез доповідей науково-практичної конференції «*Службово-бойова діяльність Національної гвардії України: сучасний стан, проблеми та перспективи*». Харків: НАНГУ, 2018. С. 36.

31. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Вдосконалення методу керування середовищем когнітивної радіосистеми з використанням нейронної мережі. Матеріали шостої міжнародної науково-технічної конференції «*Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління*». Харків, 2016. С. 63.

32. Обіход Я.Я., Лисечко В.П. Методи навчання інтелектуальних телекомунікаційних систем. Матеріали доповідей та виступів учасників 29-ої міжнародної науково-практичної конференції «*Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*». Черноморськ: УкрДАЗТ, 2016. С. 38.

33. Обіход Я.Я., В.П. Лисечко, Т.М. Олефіренко. Дослідження імовірнісного розподілу службових сигналів в когнітивному радіо. Збірник тез доповідей науково-практичної конференції «*Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку*». Харків, 2015. С. 64.

ДОДАТОК Б

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

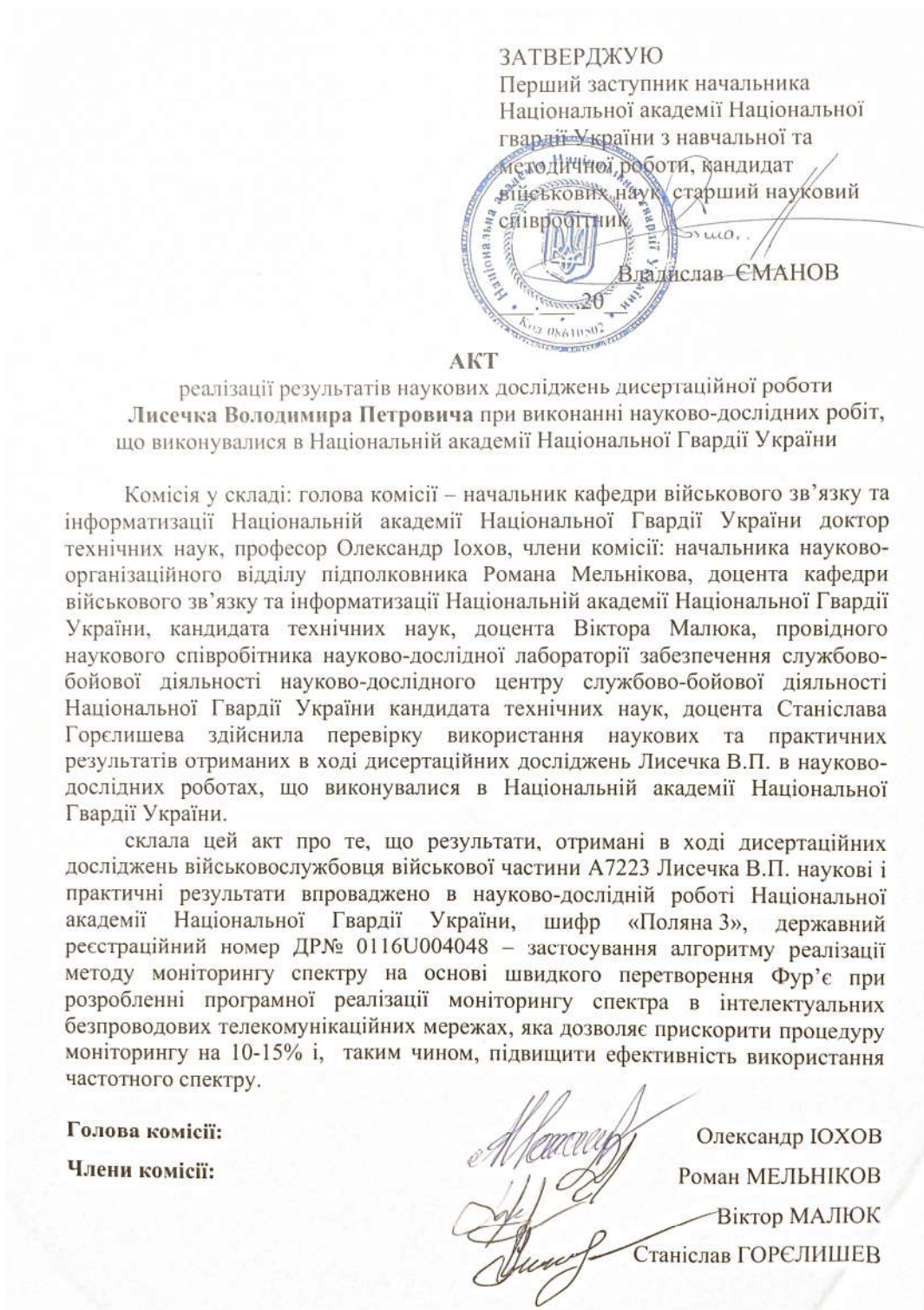


Рис. Б.1. Акт реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи в Національній академії Національній Гвардії України

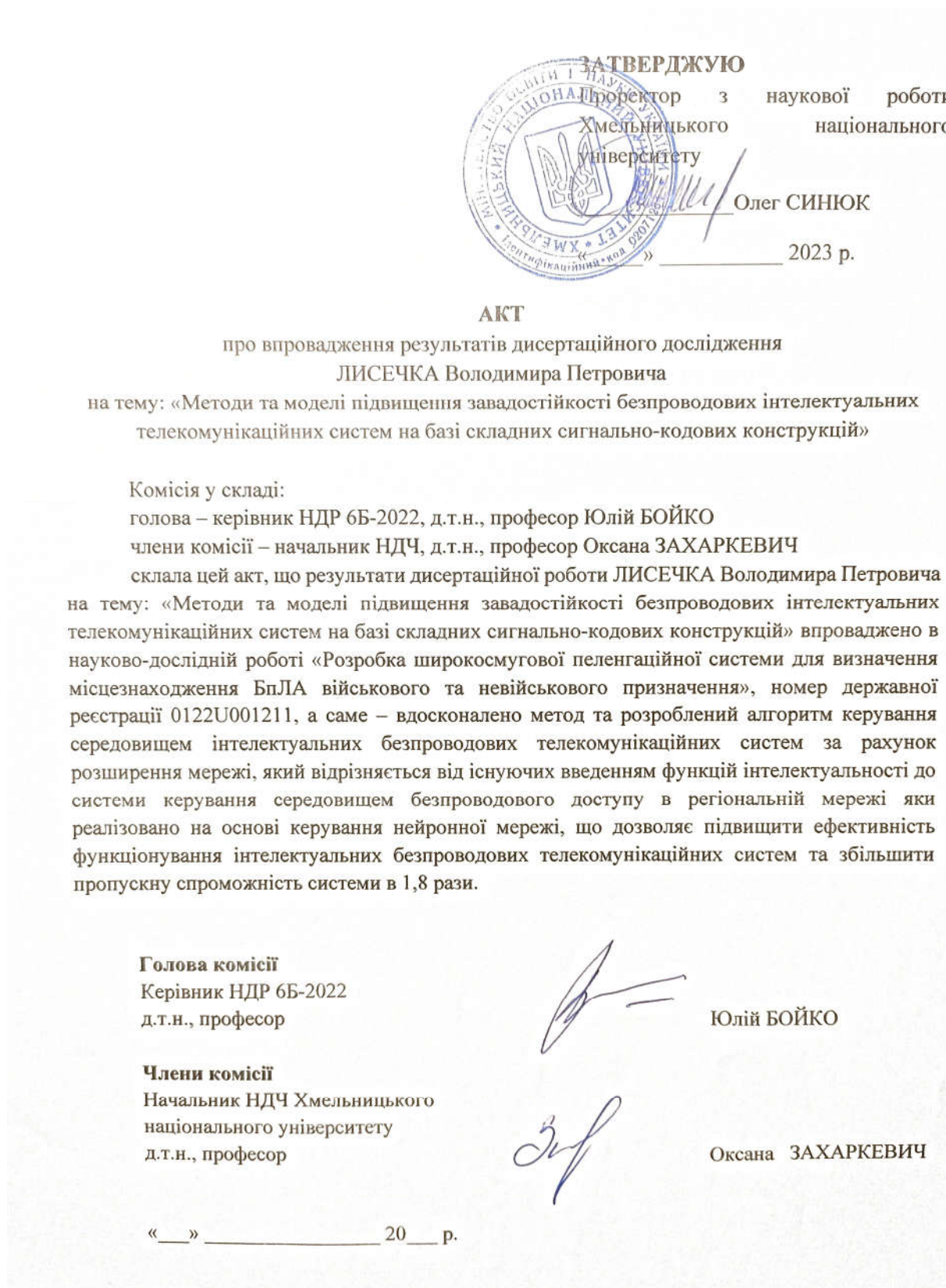


Рис. Б.2. Акт реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи в Хмельницькому Національному Університеті

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Командир військової частини А7223

підполковник

Сергій СКРИПЛЬОВ

« » 2023 р.

АКТ

реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної роботи
Лисечка Володимира Петровича при здійсненні службової діяльності у
 військовій частині А7223

Комісія у складі: голова комісії: начальник штабу - перший заступник
 командира військової частини А7223 майор Дубовий Ігор Вікторович;

члени комісії: заступник командира військової частини А7223 з морально-
 психологічного забезпечення капітан Бондаренко Євген Миколайович

начальник командного пункту військової частини А7223 капітан Четверик
 Андрій Олексійович;

начальник інформаційно-телекомунікаційного вузла військової частини А7223
 старший лейтенант Опечанський Павло Васильович

склала цей акт про те, що результати, отримані в ході дисертаційних
 досліджень начальника групи зв'язку та інформаційних систем штабу військової
 частини А7223 майора Лисечка В.П. було впроваджено в службовій діяльності, а
 саме – застосування програмної реалізації впорядкованих перестановок часових
 елементів сигналів, яка дозволяє прискорити процедуру перелаштування
 частотних планів транкінгової мережі та зменшити рівень внутрішньосистемних
 завад і, таким чином, підвищити якість роботи у мережах транкінгового
 радіозв'язку.

Голова комісії:



Ігор ДУБОВИЙ

Члени комісії:



Євген БОНДАРЕНКО



Андрій ЧЕТВЕРИК



Павло ОПЕЧАНСЬКИЙ

Рис. Б.3. Акт реалізації результатів наукових досліджень дисертаційної
 роботи в службовій діяльності військової частини А7223

«ЗАТВЕРДЖУЮ»:

Проректор з науково-педагогічної роботи
Українського державного університету
залізничного транспорту
кандидат технічних наук, доцент



АКТ

впровадження у навчальний процес
Українського державного університету залізничного транспорту
результатів дисертаційної роботи **Лисечка Володимира Петровича** за темою:
**«Методи та моделі підвищення завадостійкості безпроводових
інтелектуальних телекомунікаційних систем
на базі складних сигнально-кодових конструкцій»**,
представлену на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за
спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі

Комісія у складі:

голова - завідувач кафедри транспортного зв'язку, д.т.н., проф. Приходько С.І.;
члени - доцент кафедри транспортного зв'язку, к.т.н. Єлізаренко А.О.
- доцент кафедри транспортного зв'язку, к.т.н. Жученко О.С.
- доцент кафедри транспортного зв'язку, к.т.н. Корольова Н.А.

склала цей акт про те, що у навчальному процесі Українського державного університету залізничного транспорту при викладанні навчальних дисциплін за освітніми програмами першого (бакалаврського) та другого (магістерського) рівнів вищої освіти «Телекомунікації та радіотехніка» спеціальності 172 - Електронні комунікації та радіотехніка: «Радіотехнічні засоби», «Інноваційні телекомунікаційні системи передачі» та «Радіотехнічні системи залізничного транспорту», «Системи технологічного зв'язку наступного покоління», а також

Рис.Б.4. Акт про впровадження результатів дисертаційного дослідження в навчальний процес в Українському державному університеті залізничного транспорту

при виконанні магістерських та бакалаврських кваліфікаційних робіт, були використані наступні результати дисертаційної роботи Лисечка В.П.:

– розроблений метод радіомоніторингу спектру в інтелектуальних телекомунікаційних системах на основі використання інформаційного критерію Акайке (розділ 1, стор. 71-76);

– розроблена модель управління середовищем WRAN безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем (розділ 3, стор 104-109);

– розроблені методи і моделі синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій (розділ 5, стор 197-243.)

Впровадження результатів Лисечка В.П. дозволило збільшити науковий та методичний рівень вказаних курсів та сприяло удосконаленню навчального процесу.

Голова комісії:
завідувач кафедри
транспортного зв'язку
д.т.н., професор



Сергій ПРИХОДЬКО


Члени комісії:
к.т.н., доцент кафедри
транспортного зв'язку
к.т.н., доцент кафедри
транспортного зв'язку
к.т.н., доцент кафедри
транспортного зв'язку



Андрій ЄЛІЗАРЕНКО



Олександр ЖУЧЕНКО



Наталія КОРОЛЬОВА

Рис.Б.5. Акт про впровадження результатів дисертаційного дослідження в навчальний процес в Українському державному університеті залізничного транспорту



ЗАТВЕРДЖУЮ

Ректор Інституту цивільної авіації

Юрій ШЕВЯКОВ

15 02 2023

АКТ

реалізації результатів наукових досліджень Лисечки Володимира Петровича, представлених у дисертаційній роботі в освітньому процесі Інституту цивільної авіації Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба

Комісія у складі голови комісії — завідувача кафедри інженерно-авіаційного забезпечення к.т.н. Суханова М.І. та членів комісії: к.т.н., доц. Чопенка А.С., к.т.н., доц. Лиходєєва О.С. постановила, що результати, представлені в дисертаційній роботі Лисечка В.П. на тему «Методи та моделі підвищення завадостійкості безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем на базі складних сигнально-кодових конструкцій», впроваджені в освітній процес для студентів освітньої програми "Радіоелектронні системи забезпечення польотів авіації" спеціальності 172 "Електронні комунікації та радіотехніка", а саме:

- метод радіо моніторингу спектру в інтелектуальних телекомунікаційних системах на основі використання інформаційного критерію Акайке;
- дослідження методів керування безпроводовими інтелектуальними телекомунікаційними системами;
- модель управління середовищем WRAN безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних систем;
- методи віртуалізації і масштабування в безпроводових інтелектуальних телекомунікаційних системах;
- методи і моделі синтезу ансамблів складних сигнально-кодових конструкцій.

Отримані наукові і практичні результати використовуються в лекціях, практичних та лабораторних заняттях з дисциплін: "Сигнали та процеси в радіотехніці", "Генерування та формування сигналів", "Приймання та оброблення сигналів", а також при виконанні кваліфікаційних робіт бакалавра та магістра.

Впровадження результатів Лисечка В.П. дозволило збільшити науковий та методичний рівень вказаних дисциплін та сприяло удосконаленню освітнього процесу.

Голова комісії: завідувач кафедри
Інженерно-авіаційного забезпечення

Михайло СУХАНОВ

Члени комісії:

доцент кафедри

Анатолій ЧОПЕНКО

доцент кафедри

Олександр ЛИХОДЄЄВ

Рис.Б.6. Акт про впровадження результатів дисертаційного дослідження в навчальний процес в Інституті цивільної авіації Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба

ДОДАТОК В.

Програмний код для реалізації вдосконаленого методу керування середовищем
безпроводової інтелектуальної телекомунікаційної системи з використанням
нейронної мережі

```
% Генерація випадкових даних для чотирьох класів
хклас1 = rand(5, 1);
уклас1 = rand(5, 1);
хклас2 = 1 + rand(5, 1);
уклас2 = rand(5, 1);
хклас3 = 1 + rand(5, 1);
уклас3 = 1 + rand(5, 1);
хклас4 = rand(5, 1);
уклас4 = 1 + rand(5, 1);
% Об'єднання даних у матрицю P
P = [хклас1 уклас1; хклас2 уклас2; хклас3 уклас3; хклас4 уклас4]';
% Створення вектору класів
Ткласи = [1 1 1 1 1 2 2 2 2 2 3 3 3 3 3 4 4 4 4 4];
Т = ind2vec(Ткласи)';
Т = full(Т);
% Створення PNN (просторово-нейронної мережі)
мережа = newpnn(P, Т);
% Отримання розміру прихованого шару
розмір_прихованого_шару = мережа.layers{1}.size;
% Класифікація даних через PNN
Y = sim(мережа, P);
Yкласи = vec2ind(Y);
% Очищення графіку та створення 3D графіку
clf reset;
drawnow;
```

```
% Створення сітки точок для візуалізації
p1 = 0:.05:5;
p2 = p1;
[P1, P2] = meshgrid(p1, p2);
pp = [P1(:) P2(:)];
% Класифікація сітки точок через PNN
aa = sim(мережа, pp');
% Відображення результатів класифікації
figure;
hold on;
view(3);
for i = 1:max(Ткласи)
    точки_класу = P(:, Ткласи == i);
    plot3(точки_класу(1,:), точки_класу(2,:), ones(1, size(точки_класу, 2)) + 0.1, '.',
'markersize', 30);
end
for i = 1:розмір_прихованого_шару
    m = mesh(P1, P2, reshape(aa(i,:), length(p1), length(p2)));
    set(m, 'facecolor', [rand, rand, rand], 'linestyle', 'none');
end
title('Класифікація PNN');
xlabel('X');
ylabel('Y');
zlabel('Клас');
legend('Клас 1', 'Клас 2', 'Клас 3', 'Клас 4');
hold off;
```

ДОДАТОК Г.

Програмний код для розробки множинного виявлення мобільних користувачів на основі оптимізації рою частинок в безпроводовій інтелектуальній телекомунікаційній мережі

```
#include <iostream>
#include <fstream>
#include <vector>
#include <cstdlib>
#include <ctime>
#include <Windows.h>
#include "WaveFile.h"
#include "tgaimage.h"
#include "tiny_cnn/tiny_cnn.h"
using namespace std;
void randomtoWav(string src, string dst) {
    string command = "random -i \"" + src + "\" -codec:a:0 pcm_s16le -ac 1 -ar 44100
\"" + dst + "\"";
    system(command.c_str());
}
void DataSet(string pathIn, string pathOut) {
    WIN32_FIND_DATA findData;
    HANDLE hFind;
    float_vec out;
    size_t framesCount = 64;
    double frameDuration = 8.0 / static_cast<double>(framesCount);
    double hightFrequency = 11024.0;
    size_t melCount = 128;
    FDT fdt(framesCount, frameDuration, hightFrequency, melCount);
    ofstream outFile(pathOut.c_str(), ios::binary);
    hFind = FindFirstFileA((pathIn + "*.random").c_str(), &findData);
    do {
        if (string(findData.cFileName) != ".." && string(findData.cFileName) != ".") {
            randomtoWav(pathIn + string(findData.cFileName), "out.wav");
            WaveFile wav("out.wav");
            tiny_cnn::vec_t in(wav.samples.begin(), wav.samples.end());
            fdt.setSampleFrequency(wav.getSampleRate());
        }
    } while (hFind != INVALID_HANDLE_VALUE);
}
```



```

        int      trackDuration      =      static_cast<int>(wav.samplesCount      /
static_cast<double>(wav.getSampleRate()));
        for (int i = 0; i < 5; ++i) {
            fdt.getMSpectrogram(in, out, rand() % (trackDuration - 8));
            outFile.write(reinterpret_cast<const      char*>(&out[0]),      out.size()      *
sizeof(out[0]));
        }
        system("del out.wav");
    }
} while (FindNextFileA(hFind, &findData));
FindClose(hFind);
oFile.close();
}

void DataSetFiles(string pathIn, string pathOut) {
    WIN32_FIND_DATA findData;
    HANDLE hFind;
    float_vec out;
    size_t framesCount = 64;
    double frameDuration = 8.0 / static_cast<double>(framesCount);
    double hightFrequency = 11024.0;
    size_t melCount = 128;
    FDT fdt(framesCount, frameDuration, hightFrequency, melCount);
    hFind = FindFirstFileA((pathIn + "*.random").c_str(), &findData);
    do {
        if (string(findData.cFileName) != ".." && string(findData.cFileName) != ".") {
            string fileName(findData.cFileName);
            int pos = fileName.find_last_of('.');
            fileName.replace(pos, 4, ".bin");
            string path = pathOut + fileName;
            ofstream outFile(path, ios::binary);
            randomtoWav(pathIn + string(findData.cFileName), "out.wav");
            WaveFile wav("out.wav");
            tiny_cnn::vec_t in(wav.samples.begin(), wav.samples.end());
            fdt.setSampleFrequency(wav.getSampleRate());
            int      trackDuration      =      static_cast<int>(wav.samplesCount      /
static_cast<double>(wav.getSampleRate()));
            for (int i = 0; i < static_cast<int>(trackDuration / 8.0); ++i) {

```

```

        fdt.getMSpectrogram(in, out, i * 8.0);
        outFile.write(reinterpret_cast<const char*>(&out[0]), out.size() *
sizeof(out[0]));
    }
    system("del out.wav");
    outFile.close();
}
} while (FindNextFileA(hFind, &findData));
FindClose(hFind);
}
void createForOneFile(string pathIn, string pathOut) {
    float_vec out;
    size_t framesCount = 64;
    double frameDuration = 8.0 / static_cast<double>(framesCount);
    double hightFrequency = 11024.0;
    size_t melCount = 128;
    FDT fdt(framesCount, frameDuration, hightFrequency, melCount);
    ofstream outFile(pathOut.c_str(), ios::binary);
    randomtoWav(pathIn, "out.wav");
    WaveFile wav("out.wav");
    tiny_cnn::vec_t in(wav.samples.begin(), wav.samples.end());
    fdt.setSampleFrequency(wav.getSampleRate());
    int trackDuration = static_cast<int>(wav.samplesCount /
static_cast<double>(wav.getSampleRate()));
    for (int i = 0; i < static_cast<int>(trackDuration / 8.0); ++i) {
        fdt.getMSpectrogram(in, out, i * 8.0);
        outFile.write(reinterpret_cast<const char*>(&out[0]), out.size() * sizeof(out[0]));
    }
    system("del out.wav");
    outFile.close();
}
void randomToWavFolder(string pathIn, string pathOut) {
    WIN32_FIND_DATA findData;
    HANDLE hFind;
    hFind = FindFirstFileA((pathIn + "*.random").c_str(), &findData);
    do {
        if (string(findData.cFileName) != ".." && string(findData.cFileName) != ".") {

```

```

        string fileName(findData.cFileName);
        int pos = fileName.find_last_of('.');
        fileName.replace(pos, 4, ".wav");
        string path = pathOut + fileName;
        randomtoWav(pathIn + string(findData.cFileName), pathOut +
string(fileName));
    }
} while (FindNextFileA(hFind, &findData));
FindClose(hFind);
}
int main() {
    srand(static_cast<unsigned int>(time(0)));
    string pathIn = "in/";
    string pathOut = "out/";
    CreateDirectoryA(pathOut.c_str(), NULL);
    DataSet(pathIn, "out/dataSet.bin");
    DataSetFiles(pathIn, "out/DataSetFiles/");
    createForOneFile(pathIn + "01.random", "out/one.bin");
    randomToWavFolder(pathIn, pathOut);
return 0;
}
#include <iostream>
#include <fstream>
#include <vector>
#include <cstdlib>
#include <ctime>
using namespace std;
void randomToWav(const string& src, const string& dst) {
    string command = "random -i \"" + src + "\" -codec:a:0 pcm_s16le -ac 1 -ar 44100
\"" + dst + "\"";
    system(command.c_str());
}
void DataSet(const string& pathIn, const string& pathOut) {
    srand(time(NULL));
    const size_t framesCount = 64;
    const double frameDuration = 8.0 / static_cast<double>(framesCount);
    const double highFrequency = 11024.0;

```

```

const size_t melCount = 128;
ofstream outFile(pathOut.c_str(), ios::binary);
if (!outFile.is_open()) {
    cerr << "Error: Unable to open output file." << endl;
    return;
}
const string searchPattern = pathIn + "/*.random";
WIN32_FIND_DATA findData;
HANDLE hFind = FindFirstFileA(searchPattern.c_str(), &findData);
if (hFind == INVALID_HANDLE_VALUE) {
    cerr << "Error: No files found matching the pattern: " << searchPattern << endl;
    outFile.close();
    return;
}
do {
    if (string(findData.cFileName) != ".." && string(findData.cFileName) != ".") {
        randomToWav(pathIn + string(findData.cFileName), "out.wav");
        WaveFile wav("out.wav");
        vector<double> in(wav.samples.begin(), wav.samples.end());
        fdt.setSampleFrequency(wav.getSampleRate());
        int trackDuration = static_cast<int>(static_cast<double>(wav.samplesCount) /
static_cast<double>(wav.getSampleRate()));
        for (int i = 0; i < 5; ++i) {
            fdt.getMSSpectrogram(in, out, rand() % (trackDuration - 8));
            outFile.write(reinterpret_cast<const char*>(&out[0]), out.size() *
sizeof(out[0]));
        }
        system("del out.wav");
    }
} while (FindNextFileA(hFind, &findData));
FindClose(hFind);
outFile.close();
}

void randomToWavFolder(const string& pathIn, const string& pathOut) {
    const string searchPattern = pathIn + "/*.random";
    WIN32_FIND_DATA findData;
    HANDLE hFind = FindFirstFileA(searchPattern.c_str(), &findData);

```

```
if (hFind == INVALID_HANDLE_VALUE) {
    cerr << "Error: No files found matching the pattern: " << searchPattern << endl;
    return;
}
do {
    if (string(findData.cFileName) != ".." && string(findData.cFileName) != ".") {
        string fileName(findData.cFileName);
        int pos = fileName.find_last_of('.');
        fileName.replace(pos, 4, ".wav");
        string path = pathOut + fileName;
        randomToWav(pathIn + string(findData.cFileName), pathOut +
string(fileName));
    }
} while (FindNextFileA(hFind, &findData));
FindClose(hFind);
}
int main() {
    srand(time(NULL));
    DataSetFiles("/srv/CNN/gen_rand_data", "srv/CNN_TESTtest/gen_rand_data");
    return 0;
}
```

ДОДАТОК Д.

Програмний код для конкурентного вибору каналів інтелектуального радіо при одночасному доступі первинних та вторинних користувачів з використанням технології накопичення енергії з функціонуванням нейронної мережі

```
// FFT.h
#ifndef FFT_H
#define FFT_H
#include <vector>
#include "tiny_pnn/tiny_pnn.h"
#include "unsupported/Eigen/FFT"
typedef std::vector<std::vector<double>> spectrogram;
typedef std::vector<std::vector<std::pair<std::size_t, double>>> winCf;
typedef std::vector<float> float_vec;
class FDT {
public:
    FDT(const std::size_t framesCount, const double frameDuration, const double
highFrequency, const size_t melCount);
    ~FDT();
    void setSampleFrequency(const double sf) { sampleFrequency = sf; }
    void ftd(tiny_pnn::vec_t in, tiny_pnn::vec_t &out);
    void getMSpectrogram(tiny_pnn::vec_t &in, float_vec &out, double offset);
private:
    const std::size_t framesCount;
    const double frameDuration;
    const double highFrequency;
    double sampleFrequency;
    const std::size_t melCount;
    const std::size_t spectrResolution;
    winCf windowCf;
    void getWindowCf(winCf &scf, size_t mCount, size_t fCount, double T);
    double getPosInMelWindow(size_t index, double ml, double mw, double m);
    size_t getWindowIndexByMel(double ml, double mw, double m);
    double fToMel(double f);
    double melToF(double m);
    double getTriangleWindowCf(const double w, const double f);
};
#endif
```

```

// FFT.cpp
#include "FFT.h"
#include <algorithm>
#include <cmath>
using namespace std;
FDT::FDT(const std::size_t framesCount, const double frameDuration, const
double highFrequency, const size_t melCount) :
    framesCount(framesCount),
    frameDuration(frameDuration),
    highFrequency(highFrequency),
    melCount(melCount),
    spectrResolution(frameDuration * highFrequency) {
    getWindowCf(windowCf, melCount, spectrResolution, frameDuration);
}
FDT::~FDT(void) {
}
void FDT::ftd(tiny_pnn::vec_t in, tiny_pnn::vec_t &out) {
    size_t frameSize = frameDuration * sampleFrequency;
    size_t beg = 0, end = frameSize;
    size_t inputSize = in.size();
    size_t spectrResolution = highFrequency * frameDuration;
    out.resize(framesCount * spectrResolution);
    auto outIt = out.begin();
    Eigen::FFT<float> fft;
    vector<complex<float>> frameOutput(frameSize);
    size_t frameNum = 0;
    double maxAmpl = 0;
    double ampl;
    while (frameNum < framesCount && end <= inputSize) {
        vector<float> frameIn(in.begin() + beg, in.begin() + end);
        fft.fwd(frameOutput, frameIn);
        for (int i = 0; i < spectrResolution; ++i) {
            ampl = abs(frameOutput[i]);
            maxAmpl = max(maxAmpl, ampl);
            *outIt = ampl;
            ++outIt;
        }
        beg += frameSize;
        end += frameSize;
    }
}

```

```

    frameNum++;
}
// normalization [0; 1]
for (int i = 0; i < frameNum * spectrResolution; ++i) {
    out[i] /= maxAmpl;
}
size_t start = frameNum * spectrResolution,
    finish = framesCount * spectrResolution;
for (int i = start; i < finish; ++i) {
    out[i] = out[i - start];
}
}
double FDT::getTriangleWindowCf(const double w, const double f) {
    return 1.0 - abs(2.0 * f / w - 1.0);
}
double FDT::melToF(double m) {
    return 700.0 * (exp(m / 1127.01048) - 1.0);
}
double FDT::fToMel(double f) {
    return 1127.01048 * log(1.0 + f / 700.0);
}
size_t FDT::getWindowIndexByMel(double ml, double mw, double m) {
    return (m - ml) * 2.0 / mw;
}
double FDT::getPosInMelWindow(size_t index, double ml, double mw, double
m) {
    return m - (ml + (double)index * mw / 2.0);
}
void FDT::getWindowCf(winCf &scf, size_t mCount, size_t fCount, double T) {
    double ml = fToMel(0.0 / T), mh = fToMel(((double)(fCount - 1.0) / T);
    double mw = (mh - ml) / (double)mCount;
    scf.resize(fCount);
    for (int i = 0; i < fCount; ++i) {
        double f = (double)i / T;
        double m = fToMel(f);
        size_t wI = getWindowIndexByMel(ml, mw, m);
        if (wI < mCount) {
            double cf = getTriangleWindowCf(mw, getPosInMelWindow(wI, ml,
mw, m));

```



```

        scf[i].push_back(make_pair(wI, cf));
    }
    if (wI < mCount) {
        double cf = getTriangleWindowCf(mw, getPosInMelWindow(wI, ml,
mw, m));
        scf[i].push_back(make_pair(wI, cf));
    }
}
}
void FDT::getMSpectrogram(tiny_pnn::vec_t &in, float_vec &out, double offset)
{
    size_t frameSize = frameDuration * sampleFrequency;
    size_t beg = offset * sampleFrequency, end = beg + frameSize;
    size_t inputSize = in.size();
    size_t spectrResolution = highFrequency * frameDuration;
    out.resize(framesCount * melCount, 0);
    Eigen::FFT<float> fft;
    vector<complex<float>> frameOutput(frameSize);
    size_t frameNum = 0;
    double ampl;
    while (frameNum < framesCount && end <= inputSize) {
        vector<float> frameIn(in.begin() + beg, in.begin() + end);
        fft.fwd(frameOutput, frameIn);
        for (int i = 0; i < spectrResolution; ++i) {
            ampl = abs(frameOutput[i]);
            for (int j = 0; j < windowCf[i].size(); ++j) {
                out[frameNum * melCount + windowCf[i][j].first] += ampl *
windowCf[i][j].second;
            }
        }
        beg += frameSize;
        end += frameSize;
        frameNum++; }
    double maxAmpl = 0;
    for (int i = 0; i < frameNum * melCount; ++i) {
        maxAmpl = std::max(maxAmpl, (double)out[i]);
    }
    maxAmpl /= 2.0;
    for (int i = 0; i < frameNum * melCount; ++i) {

```

```

        out[i] = out[i] / maxAmpl - 1.0;
    }
    for (int i = frameNum; i < framesCount; ++i) {
        out[i] = out[i - frameNum];
    }
}
// WaveFile.h
#ifndef WAVEFILE_H
#define WAVEFILE_H
#include <vector>
class WaveFile {
public:
    WaveFile(const char *fileName);
    ~WaveFile(void);
    unsigned __int32 getSampleRate() const { return sampleRate; }
    size_t samplesCount;
    std::vector<float> samples;
private:
    char chunkID[4];
    unsigned __int32 chunkSize;
    char format[4];
    char subchunk1ID[4];
    unsigned __int32 subchunk1Size;
    unsigned __int16 randFormat;
    unsigned __int16 numChannels;
    unsigned __int32 sampleRate;
    unsigned __int32 byteRate;
    unsigned __int16 blockAlign;
    unsigned __int16 bitPerSample;
    char subchunk2ID[4];
    unsigned __int32 subchunk2Size;
};
#endif
// WaveFile.cpp
#include "WaveFile.h"
#include <fstream>
#include <vector>
#include <iostream>
WaveFile::WaveFile(const char *fileName) {

```

```

std::ifstream file(fileName, std::ios::binary);
file.read(chunkID, 4);
file.read((char *)&chunkSize, 4);
file.read(format, 4);
file.read(subchunk1ID, 4);
file.read((char *)&subchunk1Size, 4);
file.read((char *)&randFormat, 2);
file.read((char *)&numChannels, 2);
file.read((char *)&sampleRate, 4);
file.read((char *)&byteRate, 4);
file.read((char *)&blockAlign, 2);
file.read((char *)&bitPerSample, 2);
file.read(subchunk2ID, 4);
file.read((char *)&subchunk2Size, 4);
while (subchunk2ID[0] != 'd') {
    file.seekg(subchunk2Size, std::ios::cur);
    file.read(subchunk2ID, 4);
    file.read((char *)&subchunk2Size, 4);
}
samplesCount = subchunk2Size / blockAlign;
samples.resize(samplesCount, 0);
short buf;
for (int i = 0; i < samplesCount; ++i) {
    file.read((char *)&buf, blockAlign);
    samples[i] = buf;
}
}
WaveFile::~WaveFile(void) {
}

```

ДОДАТОК Е

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

```

% Set the number format to short format short e
% Clear the command window
clear_console = clc;
% Clear program memory
cleanup_memory = clear;
% Input the number of PVP impulses
impulse_counts = [117, 121, 133, 145];
% Define the function's domain
time_range1 = 1e-8 : 1e-8 : 0.0012008;
time_range2 = 1e-8 : 1e-8 : 0.00240159;
% Pulse duration
pulse_duration = 1e-8;
% Amplitude value
amplitude = 1;
% Converter width value
converter_width = 1000;
% Define the periods for pulse sequences
tracking_periods = (converter_width * pulse_duration * impulse_counts *
(converter_width * impulse_counts - impulse_counts)) ./ (impulse_counts *
(converter_width * impulse_counts - impulse_counts));
% Define the array of the number of impulses to calculate max side lobes
impulse_count_array = [147, 133, 121, 117];
% Define the curve equations of max side lobes
max_side_lobe_eq = 1 ./ sort(sqrt(impulse_count_array .*
impulse_count_array));

```

```

% PVP code assignment (Code for PVP is omitted)
pseudorandom_patterns = {... % Your PVP code lines...
};
% Define data for generating sequences
sequence_data = cell(length(impulse_counts), 1);
for i = 1:length(impulse_counts)
    sequence_data{i} = [1:impulse_counts(i)]' * tracking_periods(i);
    sequence_data{i}(:, 2) = pseudorandom_patterns{i}';
end
% Generate PVP
pulse_sequence = cell(length(impulse_counts), 1);
normalized_pulse_sequence = cell(length(impulse_counts), 1);
for i = 1:length(impulse_counts)
    pulse_sequence{i} = pulstran(time_range1, sequence_data{i}, 'rectpuls',
pulse_duration);
    % Normalize PVP by energy
    normalized_pulse_sequence{i} = pulse_sequence{i} ./
(sqrt(sum(pulse_sequence{i}.^2)));
end
% Calculate cross-correlations of obtained PVPs
cross_correlation_values = cell(length(impulse_counts), 1);
for i = 1:length(impulse_counts)
    for j = (i+1):length(impulse_counts)
        cross_correlation_values{i, j} = xcorr(normalized_pulse_sequence{i},
normalized_pulse_sequence{j});
    end
end
% For the first intervals
first_intervals = cell(1, 4);
for i = 1:4

```

```

start_idx = (i - 1) * length(pulse_sequence{1})/4 + 1;
end_idx = i * length(pulse_sequence{1})/4;
first_intervals{i} = pulse_sequence{1}(start_idx:end_idx);
end
% Calculate autocorrelation functions of signals based on created sequences
autocorrelation_functions = cell(6, 1);
for i = 1:6
    [row, col] = ind2sub([4, 4], i);
    autocorrelation_functions{i} = xcorr(first_intervals{row},
first_intervals{col});
end
% Calculate max side lobe deviations of the VK function of signals
max_side_lobe_values = zeros(6, 1);
for i = 1:6
    max_side_lobe_values(i) = max(autocorrelation_functions{i});
end
% Plot VK functions and points of max side lobe deviations
ninj_values = 3:0.5:145;
nnn_values = ninj_values .* ninj_values;
sorted_max_side_lobe_values = sort(max_side_lobe_values);
rrr_values = 1 ./ sort(sqrt(nnn_values));
figure
plot(sqrt(nnn_values), rrr_values, 'k', 1 ./ sorted_max_side_lobe_values,
sorted_max_side_lobe_values, 'k*');
grid on;
legend('VK Function and Max Side Lobe Deviation Points');
xlabel('(ninj)');
ylabel('maxRij(ninj)');
% Plot initial sequences formed based on time interval permutations
figure

```

```

subplot(2, 1, 1)
plot(time_range1, pulse_sequence{1}, 'k');
grid on;
legend('Initial PVP s1');
xlabel('t');
ylabel('s1(t)');
subplot(2, 1, 2)
plot(time_range1, normalized_pulse_sequence{1}, 'k');
grid on;
legend('Permutated PVP S1');
xlabel('t');
ylabel('S1(t)');
% Plot cross-correlation functions of signals
figure
plot(autocorrelation_functions{1}, 'k');
grid on;
xlabel('t');
ylabel('RR12(t)');
% Calculate other VK functions and autocorrelation functions
autocorrelation_functions = cell(6, 1);
for i = 1:6
    [row, col] = ind2sub([4, 4], i);
    autocorrelation_functions{i} = xcorr(pulse_sequence{row},
pulse_sequence{col});
end
% Calculate other VK function values of signals
other_max_side_lobe_values = zeros(6, 1);
for i = 1:6
    other_max_side_lobe_values(i) = max(autocorrelation_functions{i});
end

```

```

% Plot other VK functions and points of max side lobe deviations
sorted_other_max_side_lobe_values = sort(other_max_side_lobe_values);
figure
plot(sqrt(nnn_values), rrr_values, 'k', 1 ./ sorted_other_max_side_lobe_values,
sorted_other_max_side_lobe_values, 'k *');
grid on;
legend('Other VK Functions and Max Side Lobe Deviation Points');
xlabel('(ninj)');
ylabel('maxRij(ninj)');
% Continue building plots of initial sequences and signals formed based on
time interval permutations
figure
subplot(2, 1, 1)
plot(time_range1, pulse_sequence{2}, 'k');
grid on;
legend('Initial PVP s2');
xlabel('t');
ylabel('s2(t)');
subplot(2, 1, 2)
plot(time_range1, normalized_pulse_sequence{2}, 'k');
grid on;
legend('Permutated PVP S2');
xlabel('t');
ylabel('S2(t)');

```


ДОДАТОК Ж

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

```
% Встановлюємо режим виводу чисел у короткому форматі
format short e

% Очищення командного вікна та пам'яті
clean_console = clc;
clear_memory = clear;

% Задання значення амплітуди сигналів
amplitude_value = 1;

% Кількість імпульсів ПВП
impulse_counts = [117, 121, 133, 145];

% Значення для розрахунку масиву x
z_values = [impulse_counts(1) * impulse_counts(2), impulse_counts(1) *
impulse_counts(3), impulse_counts(1) * impulse_counts(4),...
            impulse_counts(2) * impulse_counts(3), impulse_counts(2) *
impulse_counts(4), impulse_counts(3) * impulse_counts(4)];

sorted_z_values = sqrt(sort(z_values));

% Задання значень для l та T
parameter_l = 2;
parameter_T = 0.000835;

% Частота сигналу та частота дискретизації
frequency_signal = 1e-7;
sampling_frequency = 1 / frequency_signal;

% Область визначення функцій
time_range = frequency_signal : frequency_signal : 0.00004;
```

```

% Тривалість імпульсу та значення амплітуди
pulse_duration = frequency_signal;
amplitude = 1;

% Частоти здвигу
frequency_shift_values = [400000, -1250000, -2900000, -4550000];

% Задання коду ПВП (пропущено для кожного r)
% Розрахунок значень взаємної кореляції послідовностей імпульсів
r_values = 3 ./ sqrt(sqrt(impulse_counts));

% Задання періоду слідування імпульсів у послідовностях
period_values = ((impulse_counts * frequency_signal * (pulse_duration /
(frequency_signal * min(impulse_counts)))) / pulse_duration) / 200000;

% Задання даних для формування послідовностей
sequence_data = cell(4, 1);
signal_values = cell(4, 1);
for i = 1:4
    sequence_data{i} = [1:impulse_counts(i)]' * period_values(i);
    sequence_data{i}(:, 2) = r_values(i);
    % Формування послідовностей s1(t) - s4(t)
    signal_values{i} = pulstran(time_range, sequence_data{i}, 'rectpuls',
pulse_duration);
end

% Моделювання фільтрів першої смуги фільтрації
filter_parameters = [2350000, 2000000];
filter_order = 2;
[b1, a1] = cheby1(filter_order, 0.1, filter_parameters * 1 / sampling_frequency);

% Фільтрація послідовностей
filtered_signal_values = cell(4, 1);
for i = 1:4
    filtered_signal_values{i} = filter(b1, a1, signal_values{i});

```

```

end
% Обчислення енергетичної ширини фільтраційної смуги
filter_bandwidth = filter_parameters(2) - filter_parameters(1);
% Обчислення пульсації енергетичного спектра для одного імпульсу
D1 = 4 * ((sin(pi * filter_bandwidth * (time_range - (pulse_duration / 2))) ./ (pi *
filter_bandwidth * (time_range - (pulse_duration / 2))))).^2;
D1((time_range - (pulse_duration / 2)) == 0) = 1;
D1(isnan(D1)) = 1;
D1(isinf(D1)) = 1;
% Обчислення пульсації енергетичного спектра для чотирьох імпульсів
M = 4;
Dn = D1;
for k = 2:M
    Dn = Dn + (4 * ((sin(pi * filter_bandwidth * (time_range - ((k * pulse_duration) +
(pulse_duration / 2)))) ./ (pi * filter_bandwidth * (time_range - ((k * pulse_duration)
+ (pulse_duration / 2))))).^2);
    Dn((time_range - ((k * pulse_duration) + (pulse_duration / 2))) == 0) = 1;
    Dn(isnan(Dn)) = 1;
    Dn(isinf(Dn)) = 1;
end
% Обчислення енергетичного спектра сигналу
Sd = fft(Dn);
% Графічний вивід спектра ансамблю сигналів
figure;
frequencies = linspace(-sampling_frequency/2, sampling_frequency/2, length(Sd));
plot(frequencies, fftshift(abs(Sd)));
xlabel('Частота (Гц)');
ylabel('Амплітуда');
title('Енергетичний спектр');

```

ДОДАТОК К

Загальний вигляд коду мовою Matlab для реалізації розрахунків властивостей взаємної кореляції сигналів

```
% Режим вводу вихідних даних - короткий у форматі e
format short e

% Очищення командного вікна та пам'яті програми
clc;

clear;

% Задання амплітуди сигналів
B1 = 1;

% Введення кількості імпульсів ПВП
m = [...]; % Ваш вектор m

% Обчислення вектору змішування
z_new = m .* circshift(m, [0, 1]);

% Сортування та взяття кореня кожного елемента
y = sqrt(sort(z_new));

% Обчислення інших змінних
k = 2;

U = 0.000835;

v = 0.5e-8;

Fs_new = 1 / v;

w = v : v : 0.001;

Vi = v;

D = 1;

% Обчислення величин m1, m2, m5, ...

% Визначення послідовностей p1, p2, p5, ...

% Оголошення змінних q1, q2, q5, ...

% Моделювання сигналів r1, r2, r5, ...
```

% Оголошення фільтрів та їх застосування до сигналів s_1, s_2, s_5, \dots

% Нормування сигналів $s_{1n}, s_{2n}, s_{5n}, \dots$

% Розрахунок функції взаємної кореляції та інших параметрів

% Оголошення інших коефіцієнтів та величин

% Виведення результатів обчислення

ДОДАТОК Л

Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір

УКРАЇНА



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА ВЛАСНОСТІ УКРАЇНИ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ

СВІДОЦТВО
про реєстрацію авторського права на твір

№ 43130

Комп'ютерна програма "Компьютерная программа для формирования ансамблей последовательностей сложных сигналов" ("Корреляция")
(вид, назва твору)

Автор(и) Степаненко Юлія Геннадіївна, Лисечко Володимир Петрович
(повне ім'я, псевдонім (за наявності))

Дата реєстрації 06.04.2012

 Голова Державної служби інтелектуальної власності України
М.В. Паладій