

УДК 621.396.934; 621.396.933:527.8; 621.391
КП
№ держреєстрації 0115U002435_
Инв. №

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки
(ХНУРЕ)
61166, м. Харків, проспект Науки, 14
тел. /факс: (057) 702 10 13

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. ректора

Д.т.н. професор

_____ В.В. Семенець

2017

ЗВІТ
ПРО НАУКОВО-ДОСЛІДНУ РОБОТУ

«Розроблення нових інформаційних систем і технологій радіомоніторингу,
пеленгації джерел випромінювань та визначення орієнтації рухомих об'єктів»
(тема № 302)
(заключний)

Керівник НДР
доктор технічних наук професор

Д.І. Леховицький

2017

Рукопис закінчено 27 грудня 2016 р.

Результати роботи розглянуті Вченою радою ХНУРЕ,
протокол № 15 від 28 грудня 2016 р.

СПИСОК АВТОРІВ

Головний науковий співробітник доктор технічних наук професор	Д.І. Леховицький (розділ 1)
Головний науковий співробітник доктор технічних наук професор	Я.С. Шифрін (п. 1.1, 1.5, 1.9)
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук доцент	В.П. Рябуха (розділ 1)
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук старший науковий співробітник	В.І. Зарицький (розділ 1)
Старший науковий співробітник кандидат технічних наук	Н.Г. Максимова (п. 1.1, 1.5, 1.9)
Старший науковий співробітник кандидат технічних наук	Г.О. Жуга (п. 1.7, 1.10, 1.15)
Молодший науковий співробітник	А.В. Семеняка (розділ 1)
Молодший науковий співробітник	Є.А. Катюшин (розділ 1)
Заступник начальника науково-дослідної частини кандидат технічних наук старший науковий співробітник	О.І. Дохов (п. 2.1, 2.8, 2.9, 2.12, 3.1.2)
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук старший науковий співробітник	О.О. Жаліло (п. 2.5, 2.8, 2.9, 2.12)
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук старший науковий співробітник	В.П. Прохоров (п. 2.1, 2.8, 2.9, 2.12, 3.2.1)
Старший науковий співробітник	О.В. Катюшина (п. 2.3, 2.5, 2.6, 2.9 – 2.12)

Науковий співробітник	О.О. Лук'янова (п. 2.2, 2.4, 2.6, 2.7, 2.9)
Науковий керівник ПНДЛ РМОПТІ кандидат технічних наук, старший науковий співробітник	М.М. Калюжний (п. 3.1, 3.2)
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук, старший науковий співробітник	О.І. Задонський (п. 3.1.1, 3.1.3.6)
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук	А. Б. Чернов (п. 3.1.3.1, 3.1.3.2, 3.2.4.2.3)
Старший науковий співробітник	В.І. Колісник (п. 3.1.3.2, 3.2.4.2.6)
Молодший науковий співробітник	В.О. Ковшар (п. 3.2.4.1, 3.2.4.2.2)
Інженер-програміст	К.М. Коржуков (п. 3.1.3.5, 3.2.3, 3.2.4.2)
Доцент каф. «Системотехніки» кандидат технічних наук	О.В. Хряпкін (п. 3.1.3.4, 3.2.4.2)
Доцент кафедри НТУ ХПІ кандидат технічних наук, доцент	С.О. Галкин (п. 3.1.3.5, 3.1.4, 3.2.3, 3.2.4.2)
Провідний науковий співробітник ХНУПС кандидат технічних наук старший науковий співробітник	І.М. Ніколаєв (п. 3.1.2, 3.1.4.1)
Студент	Сенніков В.Ю. (п. 3.1.3.3, 3.2.4.2.4)

Зав. каф. «Мережі зв'язку»,
доктор технічних наук професор

Професор
доктор технічних наук професор

Асистент

Старший науковий співробітник,
канд. техн. наук

Старший науковий співробітник

Старший науковий співробітник

Аспірант

Аспірант

Аспірант

Аспірант

Аспірант

Аспірант

Молодший науковий співробітник

Молодший науковий співробітник

В.М. Безрук
(п. 4.5)

В.В. Бараннік
(п. 4.6.1-4.6.6)

О.О. Вовк
(п. 4.6.7)

М.І. Кочкін
(п. 4.1, 4.2)

С.Л. Сирцов
(п. 4.3, 4.4)

В.О. Ляховець
(п. 4.3, 4.4)

С.А. Підлісний
(п. 4.6.1, 4.6.2)

С.С. Шульгін
(п. 4.6.4)

Р.В. Тарнополов
(п. 4.6.6)

Д.Є. Окладний
(п. 4.6.3)

І.М. Тупиця
(п. 4.6.5)

С.Ю. Стасєв
(п. 4.6.2)

Є.А. Безсонов
(п. 2.4, 2.5)

І.В. Діцький
(п. 2.4, 2.5)

РЕФЕРАТ

Звіт НДР: 497 с., 192 рис., 75 табл., 171 джерело.

Об'єкт дослідження: складові системи Державної інтегрованої інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами та оборонної промисловості.

Мета дослідження: розроблення нових систем пеленгації постановників шумових випромінювань і відтворення спектрів відбитих сигналів у РЛС різного призначення та їх реалізація в сучасних і перспективних вітчизняних РЛС, у тому числі для Збройних Сил України; розроблення технології апаратної та інформаційної інтеграції супутникових навігаційних приймачів і засобів інерціальної навігації для високоточної просторової орієнтації рухомих об'єктів, у тому числі – військового призначення; розроблення науково-методичного і програмно-алгоритмічного забезпечення територіально-частотно-апаратного планування й оптимізації функціональної структури СРЧМ використання радіочастотного ресурсу загального та спеціального призначення; розроблення прикладних технологій створення та оптимізації багатоканальних діалогових автоматизованих інфокомунікаційних систем на основі мереж мобільного зв'язку наступного покоління для забезпечення якісного функціонування у реальному масштабі часу.

Методи дослідження – методи статистичного синтезу й аналізу, аналітичного огляду, імітаційного математичного моделювання, системно-теоретичного обґрунтування пропозицій.

У звіті наведені такі результати:

- обґрунтовано методи пеленгації джерел шумових завад, доцільних для практичної реалізації в сучасних та перспективних РЛС;
- обґрунтовано структури й характеристики адаптивних систем спектрального оцінювання в системах пеленгації точкових постановників неперервних шумових випромінювань і відтворення спектрів відбитих сигналів.

- розроблено дослідницьку програму оцінки ефективності "надрозділяючих" методів пеленгації в РЛС із ФАР, результати її використання при порівнянні цих методів;
- розроблено дослідницьку програму моделювання відбиттів різного фізичного походження в когерентних імпульсних РЛС;
- результати порівняльного аналізу відомих та нових методів оцінювання - відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій відбитих сигналів у когерентних імпульсних РЛС;
- граничні й реальні можливості пеленгації й розділення точкових постановників шумових випромінювань та відтворення неперервних спектрів відбитих сигналів в РЛС;
- обґрунтовано методи захисту РЛС із ФАР від шумових завад, доцільних для практичної реалізації в сучасних та перспективних РЛС;
- обґрунтовано доцільність, можливість та шляхи побудови уніфікованих систем просторово – часової обробки радіолокаційних сигналів (захисту від активних завад, пеленгації їх джерел, захисту від пасивних завад, відтворення їх енергетичних спектрів тощо) на основі адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ);
- рекомендації із практичної реалізації систем пеленгації постановників шумових випромінювань і відтворення спектрів відбитих сигналів у РЛС різного призначення;
- отримана нова технологія, розроблені алгоритми та дослідницьке програмне забезпечення визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки вимірювань сигналів супутникових навігаційних систем та інформації інерціальних навігаційних систем. Розроблені технологія та алгоритми призначені для оброблення даних недорогих побутових приймачів супутникових навігаційних сигналів і засобів інерціальної навігації та враховують особливості цих даних;
- розроблена експериментальна інтегрована система для визначення просторового положення рухомих об'єктів на базі засобів супутникової та інерціальної навігації. З використанням реальних даних ГНСС та інерціальної

навігації, зареєстрованих цією системою, експериментально досліджені точнісні характеристики та характеристики надійності розробленої системи просторової орієнтації рухомих об'єктів, ефективність розроблених технологій, методів та алгоритмів сумісної обробки даних;

- розроблені рекомендації з використання розробленої технології сумісної обробки даних та засобів моніторингу параметрів руху для задач керування транспортом та аналізу надзвичайних ситуацій;

- структурні, функціональні та інформаційні можливості СРЧМ загального й оборонного призначення, база знань (моделі, методики, процедури й алгоритми) виконання необхідних функцій з оцінювання можливостей СРЧМ по територіально-частотно-часовому охопленню радіоконтролем виділеного радіочастотного ресурсу та точності їх розрахунків

- структурно-функціональна схема клієнт-серверного варіанта програмного забезпечення ІРС, концептуальні схеми баз даних СРК, РЕЗ та ЦКМ України, модель інформаційних потоків в ІРС, програмне забезпечення й інтерфейси адміністратора ІРС та користувачів при виконанні кожної функції.

- розроблені прикладні процедури розподілу вхідних і вихідних інформаційних потоків та алгоритми обробки і перетворення багатоканальних інформаційних потоків для ефективного функціонування інфокомунікаційних систем у багатоканальних режимах;

- розроблені прикладні технології ефективного кодування динамічних відеоінформаційних потоків для підвищення безпеки інфокомунікаційних систем. Розроблено метод структурного стеганографічного кодування з локалізацією структурної стеганографічної надлишковості та методологія оцінки його ефективності в інфокомунікаційних системах;

- розроблено прикладну технологію створення багатоканальних автоматизованих інфокомунікаційних систем на основі програмованої структури адаптерів каналів мереж телефонного зв'язку, а також мереж мобільного зв'язку стандарту GSM, спеціалізованих пристроїв багатоканальної первинної обробки на

основі сигнальних процесорів та логічних матриць, персональних комп'ютерів зі стандартними операційними системами WINDOWS;

– розроблені апаратно-програмні комплекси для створення інфокомунікаційних систем на базі інтерфейсів PCI та USB.

Наукова новизна обумовлена розробленням нових алгоритмів «надрозділяючого» спектрального аналізу на основі паралельного адаптивного решітчастого фільтра (АРФ) з підвищеною ефективністю, нових методів та алгоритмів визначення початкових значень для інтегрування даних інерціальної навігаційної системи за допомогою сигналів супутникових навігаційних систем; створенням науково-методичного апарату оцінювання ЕМД і ЕМС засобів радіомоніторингу радіовипромінювань РЕЗ у широкому діапазоні частот від 30 МГц до 30 ГГц з урахуванням характеристик цих засобів і РЕЗ, умов розповсюдження радіохвиль відповідно до Рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку, рельєфу та забудови місцевості; розроблений програмно-алгоритмічний апарат частотно-апаратного планування і оптимізації функціональної структури СРЧМ; розробленням методів та алгоритмів обробки інформаційних потоків, які можуть бути базовими компонентами для створення нових технологій побудови багатоканальних діалогових автоматизованих інфокомунікаційних систем для користувачів мобільного зв'язку та диспетчерських служб транспортних систем наступного покоління і відповідають світовому рівню перспективних мереж мобільного зв'язку і рекомендаціям Міжнародного союзу електрозв'язку (ITU-T).

Отримані результати з розроблення адаптивних систем пеленгації забезпечують можливість створення дослідного зразка системи пеленгації джерел шумових випромінювань. Дослідний зразок може бути впроваджено на провідних підприємствах України з вироблення радіолокаційної техніки Державного концерну «Укроборонпром»: КП «НВК «Іскра» (м. Запоріжжя), ДП «НДІ РС «Квант-Радіолокація» (м. Київ), ДП «НДІ «Квант» (м. Київ).

Галузь застосування системи пеленгації: виробництво й експлуатація РЛС контролю повітряного простору військового призначення. Споживачі – вітчизняні підприємства з виробництва радіолокаційної техніки ДК «Укроборонпром»,

Міністерство оборони, Повітряні та Військово-Морські Сили ЗС України. Конкурентоспроможність системи пеленгації забезпечується покращеними характеристиками з розділення і вимірювання кутових координат джерел шумових випромінювань, що дозволить вийти на світовий ринок озброєння і військової техніки з РЛС контролю повітряного простору нового покоління.

Сумісне використання ГНСС-вимірів та даних ІНС, незалежних від впливу зовнішніх факторів, дає можливість надійно визначати параметри руху наземних транспортних засобів тоді, коли вирішення навігаційної задачі з прийнятною точністю неможливе через високі похибки ГНСС-вимірів та/або недостатню кількість спостережуваних навігаційних супутників. Отже, застосування розробленої технології забезпечує безперервність визначення просторового положення наземних транспортних засобів незалежно від місця їх перебування. Результати виконання НДР можуть бути реалізовані при створенні Регіональної системи моніторингу та організації дорожнього руху (РІАС). Проект створення РІАС отримав Диплом переможця Конкурсу інноваційно-інвестиційних проектів «Харків – стратегія успіху» в номінації «Кращий інвестиційний проект у сфері логістики та надання транспортних послуг». Споживачі – служби, які відповідають за безпеку на автодорогах, автотранспортні підприємства та організації, зацікавлені в безпеці дорожнього руху: МВС, Міністерство інфраструктури, МНС, інші міністерства і відомства, органи державної влади, страхові компанії та приватні особи.

Отримані результати призначені для використання в радіоконтролі, радіоелектронній розвідці і радіопротидії. Практична цінність результатів НДР полягає в розробленні інструментальних засобів – інформаційно-розрахункової системи підтримки прийняття рішень із територіально-частотно-апаратного планування систем і ведення радіочастотного моніторингу РЕОО та використання РЧР. Варіант реалізації ІРС «Радіомоніторинг М» перевершує аналог, ІС «Telecom» (АТДІ, Франція), за функціональними та технічними характеристиками, а також є економічно вигіднішим. За результатами обговорення отриманих результатів на науково-практичних конференціях 2015-2016 рр. у ЦНДІ ОБТ ЗСУ (м. Київ) у

Державну цільову оборонну програму розвитку озброєння та військової техніки ЗСУ до 2020 р. було включено 3 проекти: Створення інформаційно-розрахункової системи планування використання радіочастотного ресурсу та РЕЗ спеціальних користувачів (2017-2018 рр., орієнтовна вартість 250 000 \$); Розробка інформаційно-розрахункової системи планування і ведення радіо-радіотехнічної розвідки (2018 р., орієнтовна вартість 50 000 \$); Розробка інформаційно-розрахункової системи підтримки прийняття рішень при плануванні ведення РЕБ (2019 р., орієнтовна вартість 75 000 \$). По проекту "Інформаційна технологія імітаційно-математичного моделювання елетромагнітно-об'єктової обстановки" у 2016 р. був укладений Протокол намірів про науково-технічне співробітництво з Харбінським інженерним університетом, КНР (орієнтовна вартість 60 000 \$).

Дослідження і розробка перспективних цифрових технологій переробки та управління в мережах зв'язку можуть стимулювати в Україні розробку вітчизняної елементної бази та конкурентноздатної телекомунікаційної апаратури. Використання отриманих наукових результатів дозволяє покращити потенційні характеристики існуючих та перспективних автоматизованих інфокомунікаційних систем, побудованих на основі мереж мобільного зв'язку. Можливості побудови таких мереж у даний час дозволяють вийти на ринок нового виду послуг різним класам споживачів. Наукові і науково-технічні результати НДР можуть бути використані на всіх промислових підприємствах України, що випускають сучасні цифрові телекомунікаційні системи для мереж мобільного зв'язку.

Цифрові алгоритми обробки інформаційних потоків при наданні інформаційно-довідкових послуг по каналах телефонного зв'язку, які розроблені в даної НДР, впроваджені в 2015 р. із загальним обсягом 10 тис. грн. у госпдоговірну НДР № 13-02 "Розробка програмного забезпечення системи інформування абонентів по каналах стільникового зв'язку" (Замовник – ТОВ «Ольхон», м. Харків).

Робота є продовженням науково-дослідної роботи "Перспективні технології та засоби спостереження, навігації та радіомоніторингу в інтегрованих інформаційних системах управління динамічними об'єктами".

”НАДРОЗДІЛЯЮЧІ” АЛГОРИТМИ ПЕЛЕНГАЦІЇ, СПЕКТРАЛЬНИЙ АНАЛІЗ, ШУМОВА ЗАВАДА, КОРЕЛЯЦІЙНА МАТРИЦЯ, АДАПТИВНИЙ РЕШІТЧАСТИЙ ФІЛЬТР, ДОСЛІДНИЦЬКА ПРОГРАМА, ГЛОБАЛЬНА НАВІГАЦІЙНА СУПУТНИКОВА СИСТЕМА, ІНЕРЦІАЛЬНА НАВІГАЦІЙНА СИСТЕМА, МІКРОЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА, ІНТЕГРАЦІЯ, НАЗЕМНІ ТРАНСПОРТНІ ЗАСОБИ, ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РУХУ, СИСТЕМА РАДІОЧАСТОТНОГО МОНІТОРИНГУ, ІНФОРМАЦІЙНО-РОЗРАХУНКОВА СИСТЕМА, АВТОМАТИЗОВАНЕ РОБОЧЕ МІСЦЕ, СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ БАЗАМИ ДАНИХ, ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ, ТЕХНОЛОГІЯ, ІНФОКОМУНІКАЦІЙНА СИСТЕМА, АВТОМАТИЗАЦІЯ, МОБІЛЬНИЙ ЗВ'ЯЗОК, ОПТИМІЗАЦІЯ, МОДЕЛЬ, ІНФОРМАЦІЙНИЙ ПОТІК

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень і термінів.....	14
Вступ.....	16
Розділ 1 Розроблення нової технології пеленгації джерел шумових випромінювань.....	20
1.1 Огляд сучасних методів і обґрунтування алгоритмів пеленгації постановників шумових випромінювань.....	21
1.1.1 Оптимальні і квазіоптимальні процедури розділення – виявлення шумових квазігармонічних сигналів та їх якісні показники.....	25
1.1.2 Квазіоптимальні процедури і критерії якості СА випадкових процесів в умовах параметричної апіорної невизначеності.....	30
1.1.3 Огляд і порівняння “надрозділяючих” алгоритмів СА.....	32
1.2 Програмне (математичне) забезпечення та методика експериментальних досліджень “надрозділяючих” алгоритмів СА.....	36
1.2.1 Загальна структурна схема експериментальних досліджень.....	36
1.2.2 Експериментальні результати тестування розробленого програмного забезпечення.....	45
1.3 Порівняльний аналіз ефективності “надрозділяючих” алгоритмів пеленгації.....	21
1.3.1 Граничні можливості розділення точкових джерел активних шумових випромінювань у РЛС із ФАР.....	25
1.3.2 Ефективність “надрозділяючих” алгоритмів пеленгації в “адаптивній” ситуації.....	30
1.4 Дослідницька програма оцінки ефективності “надрозділяючих” методів пеленгації зовнішніх джерел неперервних шумових випромінювань у РЛС із двовимірною плоскою ФАР з урахуванням перешкоджаючих факторів.....	32
1.4.1 Інтерфейс моделі адаптивної системи пеленгації. Посібник користувача. Експериментальні дослідження “надрозділяючих” методів пеленгації.....	36
1.4.2 Програма реалізації алгоритмів пеленгації.....	36
1.4.3. Програма формування і відображення показників якості системи пеленгації.....	45

1.5 Результати експериментального дослідження адаптивної системи пеленгації в РЛС із двовимірною плоскою ФАР.....	45
1.5.1 Ефективність пеленгації в РЛС із двовимірною плоскою ФАР при помилках формування квадратурних підканалів обробки.....	45
1.5.2 Ефективність пеленгації джерел у нееквідистантній ФАР.....	45
1.5.3 Пеленгація джерел по мінімумах адаптивної діаграми спрямованості антени.....	45
1.6 Огляд сучасних методів і алгоритмів адаптивного захисту РЛС із ФАР від завад, створених точковими джерелами шумових випромінювань.....	21
1.6.1 Загальна структура адаптивної системи просторової обробки сигналів на тлі шумових завад із рівноцінними каналами.....	25
1.6.2 Алгоритм адаптації на основі оцінки максимальної правдоподібності просторової КМ загального виду.....	30
1.6.3 Алгоритм рекурентного оцінювання матриці, оберненої до оцінки максимальної правдоподібності просторової КМ.....	32
1.6.4 Алгоритм рекурентного оцінювання вагового вектора. Квazăньютонівський АК із рівноцінними каналами.....	36
1.6.5 Алгоритм рекурентного оцінювання вагового вектора в квazăньютонівському АК із виділеним основним каналом.....	36
1.6.6 Діагональна регуляризація МП оцінки ПКМ шумових завад у квazăньютонівському алгоритмі адаптації.....	36
1.7 Адаптивні решітчасті фільтри як загальна структурно-алгоритмічна основа побудови систем первинної просторово-часової обробки радіолокаційних сигналів.....	21
1.8 Приклади практичної реалізації АРФ для систем просторової та часової обробки радіолокаційних сигналів.....	21
1.9 Моделі радіолокаційних відбиттів різного фізичного походження в когерентних імпульсних РЛС різного призначення.....	21
1.10 Дослідницька програма формування радіолокаційних відбиттів в когерентних імпульсних РЛС різного призначення та оцінки ефективності адаптивних систем захисту від відбиттів, що заважають, і відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій відбиттів.....	21

1.11 Порівняльний аналіз відомих та нових методів оцінювання—відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій радіолокаційних відбиттів в когерентних імпульсних РЛС.....	101
1.12 Комбінована система захисту від пасивних завад та оцінювання — відтворення їх енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій на основі АРФ.....	21
1.13 Комбінована система захисту від активних завад та пеленгації їх джерел на основі АРФ.....	21
1.14 Комбінована система первинної міжперіодної обробки сигналів імпульсних доплерівських метеорологічних локаторів на основі АРФ.....	21
1.15 Рекомендації з практичної реалізації систем пеленгації постановників шумових випромінювань і відтворення спектрів відбитих сигналів у РЛС різного призначення.....	21
Розділ 2 Розроблення технології інтеграції супутникових навігаційних приймачів і засобів інерціальної навігації для визначення просторового положення рухомих об'єктів.....	59
2.1 Загальні відомості з питань інтеграції систем супутникової навігації та інерціальних навігаційних систем.....	59
2.2 Аналіз форматів представлення інформації інерціальними навігаційними системами.....	76
2.3 Аналіз джерел і складових погрішностей інформації, що надається інерціальними навігаційними системами.....	76
2.4 Розроблення дослідницького програмного забезпечення для отримання інформації інерціальних навігаційних систем у реальному масштабі часу.....	110
2.5 Розроблення технології, алгоритмів та дослідницького ПЗ сумісної обробки вимірювальної інформації приймача навігаційних супутникових сигналів та даних інерціальної навігаційної системи.....	116
2.5.1 Основні системи координат, що використовуються при обробці даних супутникової та інерціальної систем навігації.....	157
2.5.2 Перехід від однієї системи координат до іншої.....	166
2.5.3 Навігаційні рівняння безплатформної інерціальної навігаційної системи.....	225
2.5.4 Алгоритми інтегрування навігаційних рівнянь безплатформної інерціальної навігаційної системи.....	226

2.5.5 Алгоритм сумісної обробки даних супутникової та інерціальної систем навігації.....	166
2.5.6 Розроблення дослідницького програмного забезпечення сумісної обробки вимірювальної інформації приймача навігаційних супутникових сигналів та даних інерціальної навігаційної системи.....	225
2.6 Проведення апріорної оцінки точності визначення параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальних навігаційних систем.....	76
2.6.1 Алгоритм апріорної оцінки точності визначення параметрів руху.....	76
2.6.2 Моделювання алгоритму апріорної оцінки точності визначення параметрів руху.....	76
2.7 Розроблення експериментальної інтегрованої системи для визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на базі засобів супутникової та інерціальної навігації.....	76
2.8 Розроблення методики проведення експериментальних досліджень методів і алгоритмів визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальних навігаційних систем.....	76
2.9 Організація і проведення робіт з накопичення вимірювальної інформації для проведення досліджень.....	76
2.10 Аналіз якості зареєстрованої інформації та її попередня обробка.....	76
2.10.1 Аналіз якості зареєстрованої інформації ІНС та її попередня обробка.....	76
2.10.2 Аналіз якості інформації ГНСС та її попередня обробка.....	76
2.11 Проведення сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальної навігаційної системи.....	76
2.12 Аналіз ефективності технології визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальної навігаційної системи для підвищення точності і надійності визначення просторового положення транспортних засобів.....	76

Розділ 3 Розроблення інформаційної технології територіально-частотно-апаратного планування і оптимізації функціональної структури складних систем радіомоніторингу радіочастотного ресурсу загального та спеціального призначення.....	227
3.1 Розроблення науково-методичного забезпечення моделювання і оцінювання можливостей систем радіочастотного моніторингу і радіоелектронної розвідки по територіально-частотно-часовому охопленню радіоконтролем виділеного радіочастотного ресурсу.....	
3.1.1 Дослідження структурних, функціональних та інформаційних можливостей систем радіочастотного моніторингу загального і оборонного призначення.....	227
3.1.1.1 Завдання служб радіомоніторингу.....	
3.1.1.2 Принципи побудови систем РЧМ.....	231
3.1.1.3 Дослідження структурних, функціональних та інформаційних можливостей системи радіочастотного моніторингу Збройних сил України.....	233
3.1.2 Призначення і склад розробленої інформаційної технології.....	230
3.1.3 Результати розроблення бази знань інформаційної технології по територіально-частотно-часовому охопленню радіомоніторингом виділеного радіочастотного ресурсу.....	235
3.1.3.1 Обґрунтування моделей і розробка алгоритмів розрахунку втрат та напруженості поля на трасі поширення радіохвиль від РЕЗ до ЗРМ.....	235
3.1.3.2 Методи врахування впливу характеристик направленості і поляризаційних властивостей антен на рівень вхідних сигналів радіоприймальних пристроїв засобів радіомоніторингу.....	236
3.1.3.3 Метод розрахунку коефіцієнта неспівпадіння частотних параметрів випромінювань передавачів РЕЗ і смуг пропускання радіоприймачів засобів радіомоніторингу.....	233
3.1.3.4 Алгоритм оцінювання радіодоступності випромінювань угруповань РЕЗ засобам радіомоніторингу.....	233
3.1.3.5 Процедура і алгоритм побудови зон електромагнітної доступності і сумісності засобів радіоконтролю.....	233
3.1.3.6 Обґрунтування вхідних даних для моделювання і проведення розрахунків електромагнітної досяжності і сумісності ЗРМ.....	233

3.1.4 Розроблення концептуальних схем баз даних ЗРМ, РЕЗ і картографічної інформації для серверної та клієнтської складових інформаційно-розрахункової системи.....	233
3.1.4.1 Концептуальні схеми баз даних серверної складової.....	233
3.1.4.2 Концептуальні схеми баз даних клієнтської складової.....	233
3.2 Розроблення інформаційно-розрахункової системи територіально-частотно-апаратного планування і оптимізації функціональної структури систем радіочастотного моніторингу радіочастотного ресурсу.....	
3.2.1 Структурно-функціональна схема розробленого клієнт-серверного варіанту програмного забезпечення інформаційно-розрахункової системи.....	233
3.2.2 Структура і склад функціонального програмного забезпечення серверної і клієнтської складових інформаційно-розрахункової системи.....	233
3.2.3 Розроблення моделі інформаційних потоків і протоколів обміну між складовими ІРС.....	233
3.2.4 Інтерфейси і режими роботи клієнт-серверного зразка ІРС.....	233
3.2.4.1 Робочий інтерфейс і режими роботи АРМ адміністратора.....	233
3.2.4.2 Робочі інтерфейси і режими роботи АРМ клієнта.....	233
Розділ 4 Технології створення та оптимізації багатоканальних діалогових автоматизованих інфокомунікаційних систем на основі мереж мобільного зв'язку наступного покоління.....	239
4.1 Розробка прикладної технології побудови багатоканальних автоматизованих інфокомунікаційних систем на основі персональних комп'ютерів.....	239
4.2 Розробка алгоритмів функціонування автоматизованих багатоканальних інфокомунікаційних систем на основі багатозадачних операційних систем.....	243
4.3 Апаратно-програмний комплекс для створення інфокомунікаційної системи на базі інтерфейсу PCI.....	246
4.4 Апаратно-програмний комплекс для створення інфокомунікаційної системи на базі інтерфейсу USB.....	246
4.5 Розроблення методичних рекомендацій з оптимізації багатоканальних інфокомунікаційних систем.....	246

4.6 Розроблення прикладних технологій перетворення відеоінформаційних потоків в інфокомунікаційних системах.....	246
4.6.1 Розроблення технології ентропійного кодування відеоінформаційних потоків в інформаційно-телекомунікаційних системах.....	246
4.6.2 Розроблення технології квантування відеоінформаційного масиву з додатковою матрицею ознак.....	246
4.6.3 Розроблення технології кодового поділу логічних каналів зв'язку в інфокомунікаційних системах на основі нерівноважного кодування.....	246
4.6.4 Розроблення технології ефективного кодування динамічних відеоінформаційних потоків для підвищення безпеки інфокомунікаційних систем.....	246
4.6.5 Аналіз статистичних методів кодування для забезпечення безпеки інформаційного ресурсу.....	246
4.6.6 Розроблення методології оцінки ефективності забезпечення захисту інформації на базі стандартів стиску відеоінформаційних потоків.....	246
4.6.7 Розроблення критеріїв важливості для експертного оцінювання стеганографічних методів.....	246
Висновки.....	333
Перелік посилань.....	338

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

АК	—	алгоритм Кейпона; автокомпенсатор
АР	—	антенна решітка
АРМ	—	автоматизоване робоче місце
АРФ	—	адаптивний решітчастий фільтр
АСРМ	—	автоматизована система радіомоніторингу
АЦП	—	аналого-цифровой преобразователь
БД	—	база данных
БІНС	—	безплатформна інерціальна навігаційна система
ВП	—	відношення правдоподібності; пристрій, що випромінює
ВСПШ	—	відношення сигнал/(перешкода + шум)
ВСЗШ	—	відношення сигнал/(завада + шум)
ГЛОНАСС	—	глобальна навігаційна супутникова система, Росія
ГНСС	—	глобальна навігаційна супутникова система
ДРВ	—	джерело радіовипромінювання
ДС	—	діаграма спрямованості
ДСА	—	діаграма спрямованості антени
ДШВ	—	джерела шумових випромінювань
ДШП	—	джерела шумових перешкод
ЕКМ	—	електронна карта місцевості
ЕМД	—	електромагнітна досяжність
ЕМС	—	електромагнітна сумісність
ЕП	—	еталонний передавач
ЕРФ	—	елементарний решітчастий фільтр

ЗРМ	–	засоби радіомоніторингу
ЗСУ	–	Збройні Сили України
ІКО	–	індикатор кругового огляду
ІНС	–	інерціальна навігаційна система
ІПВ	–	імовірність правильного виявлення
ІРС	–	інформаційно-розрахункова система
ІХ	–	імпульсна характеристика
ІХТ	–	імовірність хибної тривоги
КМ	–	кореляційна матриця
КП	–	комбінована пеленгація; кореляційна послідовність; коефіцієнт підсилення
ЛБД	–	локальна база даних
ЛЕАР	–	лінійна еквідистантна антенна решітка
МАИ	–	метод аналізу ієрархій
МАК	–	модифікований алгоритм Кейпона
МЕ	–	максимальна ентропія
МЕМС	–	мікроелектромеханічна система
МІХ	–	матрична імпульсна характеристика
МКРМ	–	мобільні комплекси радіомоніторингу
МОУ	–	Міністерство оборони України
МП оцінка	–	оцінка максимальної правдоподібності
МПО	–	міжперіодна обробка
МСЕ	–	міжнародний союз електрозв'язку
НВС	–	невласне структурні
ПЗ	–	пасивна завада, програмне забезпечення
ПКМ	–	просторова кореляційна матриця
ПП	–	пасивна перешкода

ПРХ	– поширення радіохвиль
ПУ	– пункт управління
ПШП	– постановник шумових перешкод
Р.З.	– роздільна здатність
РЕБ	– радіоелектронна боротьба
РЕЗ	– радіоелектронний засіб
РЕР	– радіоелектронна розвідка
РПП	– радіоприймальний пристрій
РПРМ	– регіональна підсистема радіомоніторингу
РРТР	– радіо- і радіотехнічна розвідка
РТР	– радіотехнічна розвідка
РФ	– решітчастий фільтр
РЦ РЕР	– регіональний центр радіоелектронної розвідки
РЧМ	– радіочастотний моніторинг
РЧР	– радіочастотний ресурс
СА	– спектральний аналіз
СК	– система координат
СКП	– середньоквадратична похибка
СНРВК	– системы с неравномерно распределенными коэффициентами
СРМ	– станція радіомоніторингу
СРНП	– спектральное раздельно-нормированное пространство
СРЧМ	– система радіочастотного моніторингу
СУБД	– система управління базами даних
СФ	– спектральна функція

ТПРХ	–	траса поширення радіохвиль
УДЦР	–	Український державний центр радіочастот
ФО	–	фазообертач
ЦБД	–	центральна база даних
ШВ	–	шумові випромінювання
ШЗ	–	шумова завада
ШП	–	шумова перешкода
СЕРТ (англ.)	–	Європейська конференція адміністрацій пошти та зв'язку
ECEF	–	Earth Centred Earth Fixed Frame (Геоцентрична земна система координат)
ENU	–	Локальна географічна система координат з напрямками осей: Схід, Північ, Вгору (East, North, Up)
GPS	–	Global Positioning System (глобальна система визначення місцеположення, США)
HDOP	–	Horizontal Dilution of Precision (параметр, що характеризує зниження точності в горизонтальній площині)
NED	–	Локальна географічна система координат з напрямками осей: Північ, Схід, Донизу (North, East, Down)
NMEA	–	National Marine Electronics Association
PDOP	–	Position Dilution of Precision (параметр, що характеризує зниження точності позиціонування)
UTC	–	Coordinated Universal Time (Всесвітній координований час)
EREC	–	Error Resilent Entropy Code
GSM	–	Global System for Mobile communication
PCI	–	Peripheral component interconnect
USB	–	Universal Serial Bus
VLC	–	Variable Length Coding
u	–	"сигнальний" вектор-стовпець

y	–	вектор-стовпець комплексних амплітуд завади
Y	–	вхідна (навчаюча) вибірка завад
Φ	–	кореляційна матриця
Ψ	–	матриця, яка обернена до кореляційної матриці Φ
H	–	нижня трикутна МІХ АРФ
$\hat{H}_b(zz)$	–	нижня трикутна стрічкова МІХ АРФ
$S(\alpha)$	–	спектральна функція
$x(\alpha)$	–	вектор очікуваного сигналу
r	–	ваговий вектор
k	–	ваговий вектор компенсаційних каналів
K	–	об'єм навчаючої вибірки
$\vec{\beta}$	–	вектор параметрів
i	–	номер позиції слота в потоці
Q	–	кількість можливих варіантів системи
X	–	безліч припустимих рішень
V	–	критеріальний простір для векторних оцінок
Φ_δ	–	проектне рішення
γ	–	кількість слотів у потоці

ВСТУП

Сьогодні є нагальна потреба створення Державної Інтегрованої Інформаційної Системи (ДІС) забезпечення управління рухомими об'єктами (зв'язок, навігація, спостереження), під якою розуміється сукупність державних і недержавних систем та засобів зв'язку, навігації і спостереження, які забезпечують одержання органами управління рухомими об'єктами і відповідними органами державної влади та іншими користувачами просторово-часової достовірної інформації про місцезнаходження рухомих об'єктів та їх характеристики. Державна інформаційна система створюється з метою доведення інформаційного забезпечення управління рухомими об'єктами до рівня сучасних вимог шляхом інтеграції інформаційних ресурсів її підсистем.

Ця НДР присвячена теоретичному та експериментальному обґрунтуванню науково-технічних рішень, спрямованих на розроблення нових інформаційних систем і технологій радіомоніторингу, пеленгації джерел випромінювань та визначення орієнтації рухомих об'єктів з підвищеною ефективністю.

Основні задачі НДР:

- ✚ розроблення адаптивних систем спектрального оцінювання радіолокаційних сигналів, дослідження й рекомендації з практичної реалізації адаптивних систем пеленгації постановників шумових випромінювань і відтворення спектрів відбитих сигналів у РЛС цивільного та військового призначення;

- ✚ розроблення технології апаратної та інформаційної інтеграції супутникових навігаційних приймачів і засобів інерціальної навігації;

- ✚ дослідження структурних, функціональних та інформаційних можливостей СРЧМ різного призначення й ЕМД та ЕМС станцій радіоконтролю з урахуванням їх характеристик, характеристик випромінюючих радіоелектронних засобів (РЕЗ) різних радіотехнологій, умов поширення радіохвиль відповідно до Рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ), рельєфу та забудови місцевості, розроблення нової інформаційної технології для територіально-частотно-апаратного планування й оптимізації функціональної структури СРЧМ;

✚ розроблення нових алгоритмів первинної обробки сигналів, алгоритмів конвеєрної обробки і процедур розподілу багатоканальних інформаційних потоків у кінцевих терміналах за допомогою універсальних апаратно-програмних комплексів для забезпечення заданої пропускної здатності в сучасних і перспективних каналах мобільного зв'язку, нових алгоритмів багатокритеріальної оптимізації структур і методів перетворення інформаційних потоків за сукупністю критеріїв багатоканальності, якості послуг і пропускної здатності.

Заключний звіт складається із чотирьох розділів.

В *першому* розділі «Розроблення нової технології пеленгації джерел шумових випромінювань» проводиться огляд сучасних методів і алгоритмів пеленгації постановників шумових випромінювань; розробляється комп'ютерна дослідницька програма для оцінки ефективності адаптивних систем пеленгації зовнішніх постановників неперервних шумових випромінювань у РЛС із двовимірною плоскою ФАР з урахуванням перешкоджаючих факторів, з її використанням проводиться порівняльний аналіз ефективності "надрозділяючих" алгоритмів пеленгації, у тому числі, в "адаптивній" ситуації та оцінюються граничні можливості розділення точкових джерел активних шумових випромінювань у РЛС із ФАР; обґрунтовується нова технологія пеленгації джерел шумових випромінювань на основі адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ), здійснюється її експериментальне дослідження; розробляється комп'ютерна дослідницька програма формування радіолокаційних відбиттів в когерентних імпульсних РЛС різного призначення та оцінки ефективності адаптивних систем захисту від відбиттів, що заважають, і відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій відбиттів, з її використанням проводиться порівняльний аналіз відомих та нових методів оцінювання–відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій радіолокаційних відбиттів в когерентних імпульсних РЛС; наводяться рекомендації з практичної реалізації систем пеленгації постановників шумових випромінювань і відтворення спектрів відбитих сигналів у РЛС різного призначення.

В *другому* розділі «Розроблення технології інтеграції супутникових навігаційних приймачів і засобів інерціальної навігації для визначення просторового

положення рухомих об'єктів» аналізуються властивості похибок інформації інерціальних навігаційних систем, розробляються методи й алгоритми визначення просторового положення на основі сумісної обробки сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальних навігаційних систем, що забезпечують надійність позиціонування наземних рухомих об'єктів в умовах обмеженої видимості навігаційних супутників та експериментально досліджується ефективність розроблених методів та алгоритмів з використанням створеного на їх основі дослідницького програмного забезпечення і реальних даних приймача сигналів глобальної навігаційної супутникової системи та інерціальної навігаційної системи.

В *третьому* розділі «Розроблення інформаційної технології територіально-частотно-апаратного планування й оптимізації функціональної структури складних систем радіомоніторингу радіочастотного ресурсу загального і спеціального призначення» викладені результати досліджень по створенню інформаційної технології й інструментальних засобів територіально-частотно-апаратного планування та оптимізації функціональної структури складних систем радіочастотного моніторингу РЕОО та РЧР загального та оборонного призначення.

Підрозділ 3.1 присвячений результатам досліджень зі створення науково-методичного апарату інформаційної технології моделювання й оцінювання можливостей систем радіочастотного моніторингу на основі сучасних методів радіомоніторингу та оцінювання електромагнітної сумісності (ЕМС), побудови об'єктно-реляційних баз даних та обробки інформації і Рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку. Аналізуються структурні, функціональні та інформаційні можливостей СРЧМ загального й оборонного призначення. Розглядається розроблена база знань (моделі, методики, процедури й алгоритми) виконання необхідних функцій з оцінювання можливостей СРЧМ по територіально-частотно-часовому охопленню радіоконтролем виділеного радіочастотного ресурсу та визначені точності їх розрахунків. Приводяться розроблені концептуальні схеми баз даних РЕЗ, засобів радіомоніторингу (ЗРМ) та електронної карти місцевості (ЕКМ).

В підрозділі 3.2 розглядаються результати розроблення інформаційно-розрахункової системи (ІРС) територіально-частотно-апаратного планування й оптимізації функціональної структури систем радіочастотного моніторингу радіочастотного ресурсу на основі сучасних інформаційних технологій. Описується розроблена структурно-функціональна схема клієнт-серверного варіанта програмного забезпечення діючого зразка ІРС. Обґрунтовується призначення, структура та склад програмного забезпечення серверної і клієнтської складових ІРС. Розглядаються розроблена модель інформаційних потоків і протоколів обміну між складовими ІРС. Приводиться детальний опис режимів роботи й інтерфейсів клієнт-серверного зразка ІРС при виконанні основних функцій за призначенням.

В *четвертому* розділі розробляються прикладна технологія побудови багатоканальних автоматизованих інфокомунікаційних систем на основі персональних комп'ютерів; апаратно-програмні комплекси для створення інфокомунікаційної системи на базі інтерфейсів PCI та USB; методичні рекомендації з оптимізації багатоканальних інфокомунікаційних систем; прикладні технології перетворення відеоінформаційних потоків в інфокомунікаційних системах; технології ентропійного кодування відеоінформаційних потоків в інформаційно-телекомунікаційних системах; технології квантування відеоінформаційного масиву з додатковою матрицею ознак; технології кодового поділу логічних каналів зв'язку в інфокомунікаційних системах на основі нерівноважного кодування; технології ефективного кодування динамічних відеоінформаційних потоків для підвищення безпеки інфокомунікаційних систем; методологія оцінки ефективності забезпечення захисту інформації на базі стандартів стиску відеоінформаційних потоків; критерії важливості для експертного оцінювання стеганографічних методів; аналізуються статистичні методи кодування для забезпечення безпеки інформаційного ресурсу.

Розділ 1

РОЗРОБЛЕННЯ НОВОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ПЕЛЕНГАЦІЇ
ДЖЕРЕЛ ШУМОВИХ ВИПРОМІНЮВАНЬ

У даному розділі розглядаються питання використання в РЛС із ФАР "надрозділяючих" алгоритмів пеленгації точкових джерел зовнішніх неперервних шумових випромінювань на базі структур адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ), методика кількісної оцінки ефективності системи пеленгації точкових джерел незалежних шумових випромінювань (ШВ) у РЛС із двовимірними плоскими ФАР, описується дослідницька програма оцінки ефективності адаптивної системи пеленгації точкових джерел незалежних шумових випромінювань, приводиться результати експериментальних досліджень пеленгаційного каналу РЛС із двовимірною плоскою ФАР, отримані розробленою дослідницькою програмою, короткий огляд і порівняльна оцінка ряду відомих і нових "надрозділяючих" алгоритмів спектрального аналізу (СА), які можуть використовуватися при визначенні кутових координат (пеленгації) точкових за простором джерел незалежних шумових випромінювань. За результатами порівняння формується доцільний набір "надрозділяючих" алгоритмів СА й обґрунтовується стратегія його використання.

До теперішнього часу запропоноване багато "надрозділяючих" методів просторово-часового спектрального аналізу випадкових процесів різної фізичної природи, у яких роздільна здатність (Р.З.), вище релеєвської межі, що залежить від просторової (часової) довжини інтервалу спостереження. Принципова можливість, зміст і граничні характеристики "надрозділення" для різних застосувань були встановлені Я.Д. Ширманом [1–3]. Важливу роль у розвитку цього напрямку зіграли роботи Д.П. Берга [4, 5] і Д. Кейпона [6]. У наступні роки цьому напрямку була приділена величезна увага в літературі, яка лише в малій частині перерахована в наведеному переліку посилань.

1.1 Огляд сучасних методів і обґрунтування алгоритмів пеленгації постановників шумових випромінювань

Нижче коротко обговорюється процедура оптимального розділення – виявлення шумових квазігармонічних сигналів, приводяться її потенційні можливості з розділення – виявлення двох точкових джерел шумових випромінювань у гіпотетичних умовах повної апіорної визначеності. Вказуються причини, по яких на практиці оптимальна обробка замінюється квазіоптимальною процедурою розділення – виявлення шумових сигналів на основі так званих “надрозділяючих” алгоритмів спектрального оцінювання.

Дається короткий огляд найбільш відомих “надрозділяючих” алгоритмів СА, пов'язаних із визначенням кутових координат (пеленгації) точкових за простором джерел незалежних шумових випромінювань РЛС із ФАР. Обговорюються критерії оцінки їх якості. Аналізуються результати порівняння “надрозділяючих” алгоритмів СА по широко використовуваному при пеленгації нестатистичному критерію Релея. Відзначається, що методи, які володіють кращою ефективністю в гіпотетичних умовах відомої кореляційної матриці (КМ) вхідних дій, на практиці втрачають свої переваги.

Для підвищення якості пеленгації пропонується використовувати інформацію сукупності (“банку [29–32]”) пеленгаторів, у яких реалізовані різні “надрозділяючі” методи СА. При відповідній стратегії використання цієї інформації ефективність банку може бути вище, чим окремих пеленгаторів, що входять до його складу.

Результати аналізу, що приводяться в даному підрозділі, як окремих “надрозділяючих” алгоритмів СА так і їх сукупності в п. 1.1.1 ілюструються на прикладі лінійної еквідистантної АР (ЛЕАР). У п. 1.1.2 вони розбудовуються на випадок двовимірних плоских ФАР.

1.1.1 Оптимальні і квазіоптимальні процедури розділення – виявлення шумових квазігармонічних сигналів та їх якісні показники

1.1.1.1 *Постановка задачі.* У зоні огляду РЛС перебуває n постановників шумових перешкод (ШП) – точкових за кутовими координатами джерел гауссівських взаємно некорельованих неперервних шумових випромінювань (рис. 1.1). Постановники ШП (ПШП) можуть прикривати "нешумливі" цілі (режим зовнішнього прикриття) або працювати в режимі самоприкриття (прикриття цілі передавачем перешкод, розміщеним на її борті).

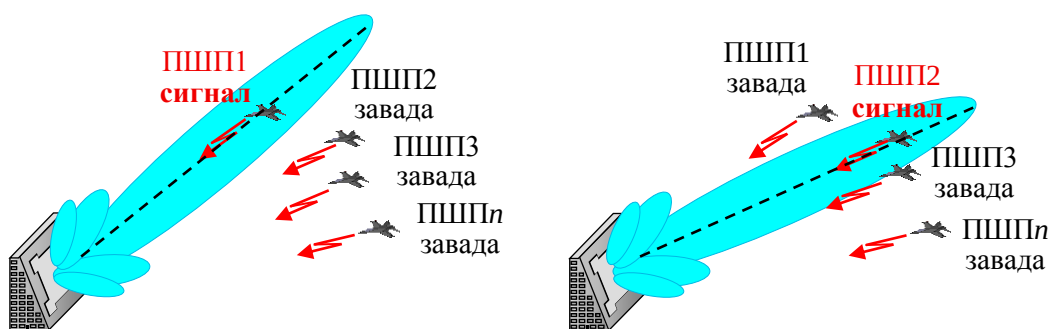


Рисунок 1.1 – Ціль пасивної локації і завада

На основі аналізу вихідних сигналів M ($M \in 1,6$) просторових каналів приймання РЛС потрібно визначити число n й кутові координати $\theta_i = (\beta_i, \varepsilon_i)^T$ ($i \in 1, n$) постановників ШП.

1.1.1.2 *Розв'язок.* Визначення кількості (розділення) ПШП може розглядатися як у статистичному, так і в нестатистичному змісті.

Статистична теорія [2, 3, 8–10] розглядає різні види й критерії розділення (повний поділ групи із n сигналів, квазіповне розділення – розрізнення, розділення – виявлення – вимірювання і т.д.). Обмежимося поняттями й термінами статистичної теорії квазіповного розділення – виявлення [3].

Відповідно до цієї теорії n сигналів у шумі вважаються розділеними, якщо статистичні характеристики виявлення (умовні ймовірності хибної тривоги (ИХТ) F і правильного виявлення (ПВ) D) кожного з них, по черзі виступаючих у ролі

корисного (рис. 1.1), через дію $(n-1)$ інших, що виступають у ролі таких, що заважають, погіршуються порівняно із ситуацією наявності тільки шуму (без завад) у межах, що не перевищують задані.

При послідовному пошуку (скануванні) кожний із джерел шумових випромінювань послідовно в часі є цілком пасивної локації, коли він перебуває на обраному для локації напрямку (рис. 1.1), а інші – постановниками ШП.

При *нестатистичному* (спрощеному) підході вважається, що два близько розташовані за кутовим параметром сигнали (два джерела) *розділяються*, якщо у вихідному ефекті пристрою обробки кожному з них відповідає окремий екстремум (максимум або мінімум) [5].

1.1.1.3. *Статистично оптимальний розв'язок поставленої задачі.* Будемо вважати, що вхідна реалізація, по якій ухвалюється розв'язок про відсутність або наявність і параметрах джерел ШВ, задана вибіркою $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_k\}_{k=1}^K$ ($K \geq 1$) нормальних взаємонезалежних M -вимірних векторів $\mathbf{y}_k = \{\mathbf{y}_i^{(k)}\}_{i=1}^M$ комплексних амплітуд вихідних коливань M елементів (модулів) ФАР у K дискретних моментах часу (рис. 1.2) з однаковою $M \times M$ кореляційною матрицею (КМ), яка допускає виставу у вигляді [1, 2, 8 і ін.]

$$\Phi = \overline{\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^*} = \mathbf{I}_M + \sum_{i=1}^n h_i \mathbf{x}(\theta_i) \mathbf{x}^*(\theta_i) = \mathbf{I}_M + \mathbf{G} \mathbf{h} \mathbf{G}^*, \quad k \in 1, K, \quad (1.1a)$$

$$\overline{\mathbf{y}_k} = 0, \quad \overline{\mathbf{y}_k \mathbf{y}_l^*} = \Phi \delta_{kl}, \quad \delta_{kk} = 1, \quad \delta_{kl} = 0, \quad k \neq l; \quad k, l \in 1, K, \quad (1.1b)$$

$$\mathbf{x}(\theta_i) = \{\mathbf{x}_l(\theta_i)\}_{l=1}^M, \quad i \in 1, n, \quad \mathbf{G} = \{\mathbf{x}(\theta_i)\}_{i=1}^n, \quad \mathbf{h} = \text{diag}\{h_i\}_{i=1}^n. \quad (1.1b)$$

Тут і далі (*) і риса зверху – символи ермітового спряження й статистичного усереднення відповідно.

Вираження (1.1) описує взаємну незалежність власних шумів M приймальних елементів з однаковою (прийнятої за одиницю) дисперсією й некорельованість випромінювань n зовнішніх джерел з відносними (відносно рівня власних шумів елементів) потужностями h_i ($i \in 1, n$).

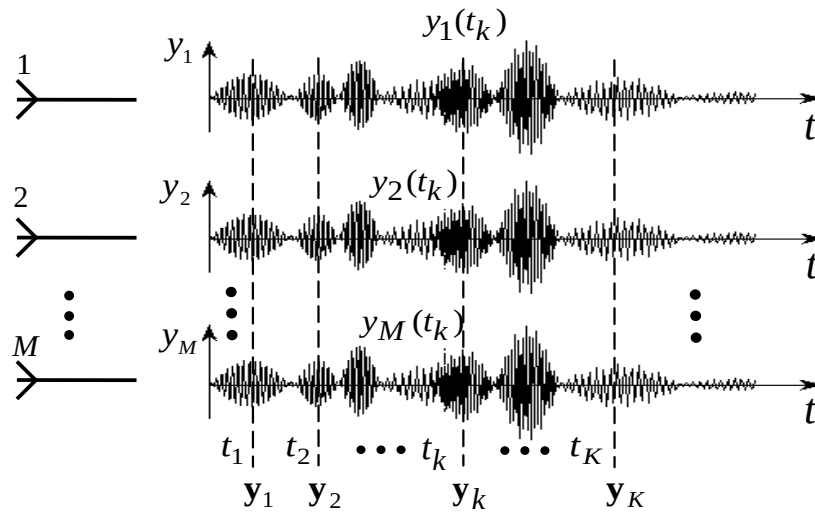


Рисунок 1.2 – Вхідна вибірка

M – вимірні вектори – стовпці $\mathbf{x}(\theta_i)$ $M \times n$ матриці $\mathbf{G}$ (1.1) описують амплітудно-фазовий розподіл (АФР) по апертурі випромінювань із “напрямків” θ_i ($i \in 1, n$).

Матриця Ψ , обернена до Φ (1.1), має вигляд [11]

$$\Psi = \{\omega_{ij}\}_{ij=1}^M = \Phi^{-1} = \mathbf{I}_M - \mathbf{G}(\mathbf{h}^{-1} + \mathbf{G}^* \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^*. \quad (1.2)$$

Рівності (1.1), (1.2) відображають шумовий за часом і квазігармонічний за простором характер випромінювань точкових джерел, у зв'язку із чим, вони називаються шумовими квазігармонічними.

1.1.1.4. Як відомо [1–3, 8–10], статистична процедура просторового розділення – виявлення зводиться до перевірки гіпотез H_1 про наявність або H_0 про відсутність джерела випромінювання на всіх “сигнальних” напрямках α , що послідовно або паралельно перевіряються, з $(\alpha \in \beta_n, \beta_K; \varepsilon_n, \varepsilon_K)$ обраного сектору.

Згідно із цією процедурою потенційні можливості розділення забезпечуються в гіпотетичній ситуації відомих КМ Φ_0 і Φ_1 векторів $\mathbf{y}_k$ по гіпотезах H_0 і H_1 . Із КМ Φ (1.1) вони зв'язані рівностями

$$\Phi = \begin{cases} \Phi_0 = \Psi_0^{-1}, & \alpha \neq \theta_l, \\ \Phi_1 = \Phi_0 + h_l \mathbf{x}(\theta_l) \mathbf{x}^*(\theta_l), & \alpha = \theta_l, \end{cases} \quad l \in 1, n. \quad (1.3)$$

Оптимальна за критерієм Неймана – Пірсона обробка K -вимірної реалізації (вибірки) $\mathbf{Y} = \{\mathbf{Y}_k\}_{k=1}^K$ у цьому випадку зводиться до формування в кожному з напрямків α статистики [1, 8]

$$\xi(\alpha) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K |y_{\Sigma i}(\alpha)|^2 = \frac{1}{K} z(\alpha), \quad y_{\Sigma i}(\alpha) = \mathbf{Y}_i^* \cdot \mathbf{r}_0(\alpha), \quad \mathbf{r}_0(\alpha) = \Phi_0^{-1} \mathbf{x}(\alpha) \quad (1.4)$$

і порівняння її з порогом $v_0(\alpha)$, що забезпечує IXТ

$$F = \int_{v_0(\alpha)}^{\infty} p_{\xi_0}(x) dx = \int_{Kv_0(\alpha)}^{\infty} p_{z_0}(x) dx. \quad (1.5)$$

Тут $\mathbf{x}(\alpha) = \{x_l(\alpha)\}_{l=1}^M$ – не випадковий M -вимірний вектор фазування (пошуку) в “напрямку” α , що залежить від просторового положення й характеристик M приймальних елементів (модулів) АР; $p_{\xi_0}(x)$ и $p_{z_0}(x)$ – щільності розподілу статистик $\xi(\alpha)$ і $z(\alpha)$ по гіпотезі $H = H_0$ відсутності джерела випромінювання в напрямку, що аналізується.

Ця щільність описується гама – розподілом [1, 12]

$$p_z(x, \sigma^2) = \frac{1}{\sigma^2 (K-1)!} \left(\frac{x}{\sigma^2} \right)^{K-1} \exp \left\{ -\frac{x}{\sigma^2} \right\} \quad (1.6a)$$

с цілим параметром форми K (розподілом Ерланга [13]) і масштабу

$$\sigma^2(\alpha) = \overline{\xi(\alpha)} = \mathbf{r}_0^*(\alpha) \Phi \mathbf{r}_0(\alpha) = \begin{cases} \sigma_0^2(\alpha) = \mathbf{r}_0^*(\alpha) \Phi_0 \mathbf{r}_0(\alpha) = \mathbf{x}^*(\alpha) \Psi_0 \mathbf{x}(\alpha), & \alpha \neq \theta_l \\ \sigma_1^2(\alpha) = \sigma_0^2(1 + \mu_l), & \alpha = \theta_l, \quad l \in 1, n, \end{cases} \quad (1.6b)$$

де параметр

$$\mu_l = \frac{\sigma_1^2 - \sigma_0^2}{\sigma_0^2} = h_l \mathbf{x}^*(\theta_l) \Psi_0 \mathbf{x}(\theta_l), \quad \alpha = \theta_l, l \in 1, n \quad (1.6b)$$

має сенс вихідного після обробки (1.4) енергетичного відношення потужностей корисного сигналу й перешкоди (суміші сигналів, що “заважають” (із напрямків $\theta_l \neq \alpha$) і шумів каналів приймання).

Граничний рівень $v_0(\alpha)$ дорівнює

$$v_0(\alpha) = x_0 \sigma_0^2(\alpha) / K, \quad (1.6g)$$

де x_0 – корінь рівняння $F = \varphi(x_0)$, а функція

$$\varphi(x) = \int_x^{\infty} p_z(x, 1) dx = e^{-x} \sum_{i=0}^{K-1} x^i / (i!) \quad (1.6д)$$

– функція “виживання [13]” розподілу Ерланга с $\sigma^2 = 1$.

ПВ D корисного (з напрямку пошуку α) сигналу при $\alpha = \theta_l$ дорівнює

$$D = D(\mu_l) = \int_{Kv_0(\alpha)}^{\infty} p_z(x, \sigma_1^2) dx = \varphi\left(\frac{x_0}{(1 + \mu_l)}\right), \quad l \in 1, n \quad (1.6ж)$$

і повністю визначається параметром μ_l .

Значення μ_l максимізуються оптимальною обробкою при формуванні сум $y_{\Sigma i}$ ($i \in 1, K$) з ваговим вектором $\mathbf{r}_0(\alpha)$ (1.4).

1.1.1.5. У важливому окремому випадку двох ($n = 2$) незалежних джерел випромінювань у ЛЕАР при $\alpha = \beta_1$ [2, 8, 10]

$$\mu_1 = q_1 k_3, \quad k_3 = 1 - \frac{q_2}{q_2 + 1} |\rho|^2, \quad (1.7а)$$

$$\rho = \frac{1}{M} \mathbf{x}^*(\beta_1) \mathbf{x}(\beta_2) \approx \frac{\sin(\pi \Delta)}{\pi \Delta}, \quad (1.7б)$$

де $q_i = M \cdot h_i$, ($i \in 1, n$) – відношення “сигнал/шум (ВСШ)” при оптимальній лінійній обробці одного із сигналів при відсутності іншого;

k_3 – уведений в [8] коефіцієнт використання енергії “корисного” сигналу при наявності сигналу, що “заважає”;

ρ – коефіцієнт просторової кореляції “корисного” сигналу і сигналу, що “заважає”; який залежить від відносної кутової відстані

$$\Delta = (\beta_2 - \beta_1) / \Delta_0, \quad \Delta_0 = \frac{2}{M} \quad (1.8)$$

між ними, Δ_0 – півширина синфазної діаграми спрямованості (ДС) M – елементної ЛЕАР за рівнем перших нулів.

Приблизна рівність (1.7б) справедлива при $M \gg 1$ й $\Delta < 1$, тобто в умовах, які мають особливе значення надалі.

У типовій тестовій ситуації двох рівнопотужних джерел випромінювань значення q , необхідне для виявлення із заданими ймовірностями F, D “корисного” сигналу на тлі шуму й сигналу, що “заважає”, розташованого на кутовій відстані Δ (1.8) від “корисного”, дорівнює [16, 14, 15]

$$q = \frac{(\mu - 1) + \sqrt{(\mu - 1)^2 + 4\mu(1 - |\rho|^2)}}{2(1 - |\rho|^2)}, \quad (1.9)$$

де $\mu = (x/y) - 1$, а x й y – коріння рівнянь $\varphi(x) = F$, $\varphi(y) = D$ функції (1.6д).

Наслідком (1.9) є рівняння [16]

$$\Delta_{\min} \geq \sqrt{\frac{\mu - 1}{3q}}, \quad \mu \geq 3, \quad \Delta_{\min} \leq \frac{1}{\sqrt{3 \cdot q}}, \quad \mu \leq 1, \quad (1.10)$$

для мінімальної “відстані” між двома рівнопотужними сигналами, при якому забезпечуються задані значення ймовірності F й D . Вони характеризують потенційні можливості розділення – виявлення за статистичним критерієм Неймана – Пірсона.

Неважко переконатися, що нижня границя $\Delta = \Delta_{\min}$ (1.10) може бути меншою релєєвської границі $\Delta = \Delta_p \approx 1$ [2]. Причина цього – придушення перешкод, що передбачається оптимальною обробкою, яке дозволяє розділити джерела випромінювань при кутових відстанях Δ між ними, менших ширини головного променя ДН антени, забезпечуючи більш високе розділення, ніж релєєвське.

1.1.2 Квазіоптимальні процедури і критерії якості СА випадкових процесів в умовах параметричної апіорної невизначеності

1.1.2.1 У реальних умовах параметричної апіорної невизначеності КМ, як правило, невідомі. Замість них, відповідно до “адаптивного байєсівського підходу”, в (1.4) використовуються ті або інші випадкові оцінки $\hat{\Phi}$ КМ Φ , від якості яких залежить близькість відповідної адаптивної обробки до оптимальної. Реалізація

цього підходу в завданні аналізу просторового спектра неперервних шумових випромінювань має принципові обмеження.

Вони обумовлені складністю одержання класифікованих вибірок “тільки перешкоди” (без сигналу) для всіх “сигнальних” напрямків ($\alpha \in \beta_n, \beta_k; \varepsilon_n, \varepsilon_k$), і, тим самим, оцінки $\hat{\Phi}_0$ КМ Φ по гіпотезі H_0 , що визначає адаптивний ваговий вектор $\hat{\mathbf{r}}_0(\alpha) = \hat{\Psi}_0 \mathbf{x}(\alpha)$ (1.4) і поріг $v_0(\alpha)$ (1.6г). Тому практична реалізація оптимальної обробки (1.5) і потенційних можливостей розділення – виявлення джерел ШВ у реальних умовах неможлива. Саме цим пояснюється широке поширення інших квазіоптимальних алгоритмів, які також можуть забезпечити перевищення релеєвської границі розділення. Тому вони часто називаються “надрозділючими” [17–19 і ін.].

Як приклад на рис. 1.3 на базі модулів компенсаційних каналів РЛС з ФАР для гіпотетичної ситуації точно відомої КМ Φ показані спектральна функція (СФ) алгоритму Кейпона (б)

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{AK}(\alpha) = \{\mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha)\}^{-1}$$

і СФ $S_{\Phi L}(\alpha)$ алгоритму "формування променя (ФЛ)" (а)

$$S_{\Phi L}(\alpha) = \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \Phi \cdot \mathbf{x}(\alpha)$$

при дії на РЛС двох джерел ШВ (ДШВ) із сумарною потужністю $\eta = 30$ дБ в основному каналі РЛС у межах головного променя діаграми спрямованості (ДС) АР.

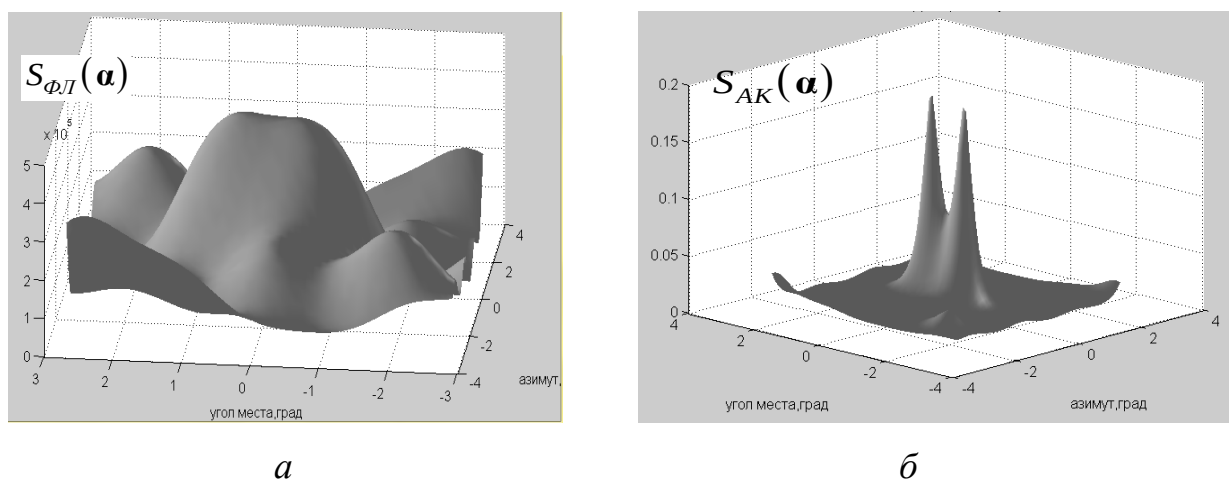


Рисунок 1.3 – СФ алгоритмів "формування променя" (а) і Кейпона" (б)

Відстань між джерелами по кожній із координат менше ширини головного променя ДС у відповідній площині. Як видно з рис. 1.3, у розглянутих умовах за формою СФ алгоритму ФЛ не можна зробити правильного висновку ні про число, ні про координати джерел випромінювань.

У той же час СФ алгоритму Кейпона (рис. 1.3, б) має два явно виражені максимуми, координати яких практично збігаються з координатами джерел, що й виправдовує його віднесення до класу "надрозділяючих" алгоритмів пеленгації.

1.1.2.2 "Надрозділяючі" алгоритми реалізують нестатистичні процедури СА, у яких гранична обробка адаптивних варіантів статистики (1.4) не передбачається, а якість розділення характеризується "візуально [19, 20, 17 і ін.]" по наявності екстремумів відповідних випадкових спектральних функцій (СФ) $\hat{S}(\alpha) = S(\alpha, \hat{\Phi})$, що формуються з використанням тих або інших оцінок $\hat{\Phi}$ апіорі невідомої КМ вхідного процесу в цілому.

Процедура пеленгації точкових джерел (аналізу просторового спектра шумових випромінювань) полягає у формуванні в точках α з обраного сектору ($\alpha \in \beta_n, \beta_k; \varepsilon_n, \varepsilon_k$) відповідних СФ $\hat{S}(\alpha)$ і подальшого пошуку їх локальних максимумів. Число максимумів ототожнюється із числом n джерел випромінювань у цьому секторі, а їх координати α_l й значення $\hat{S}(\alpha_l)$ ($l \in 1, n$) – з напрямками й відносними потужностями джерел випромінювання [17–23 і ін.].

1.1.2.3. Найпоширенішим (нестатистичним) критерієм оцінки якості таких нестатистичних процедур [18, 23–35 і ін.] вважається критерій Релея [18, 20, 23 і ін.]. Він формулюється для випадку двох рівнопотужних сигналів, які вважаються розділеними, якщо "глибина провалу" між максимумами $\hat{S}(\alpha_l)$ ($l \in 1, 2$), обумовлена параметром

$$\hat{\gamma} = \hat{S}(\alpha_l) / \hat{S}(\alpha_{cp}), \quad l \in 1, 2, \quad \alpha_{cp} = (\alpha_1 + \alpha_2) / 2, \quad (1.11)$$

перевищує апіорі обраний поріг γ_0 (як правило, $\gamma_0 = (1 \div 3)$ дБ) [18, 23, 41 і ін.]. Тут $\hat{S}(\alpha_l)$ і $\hat{S}(\alpha_{cp})$ – значення СФ у точках максимумів α_l і в середній точці α_{cp} між ними.

На теперішній час запропоновано багато “надрозділяючих” алгоритмів СА, які відрізняються видом СФ.

1.1.3 Огляд і порівняння “надрозділяючих” алгоритмів СА

1.1.3.1 Найбільш відомі й вивчені наступні алгоритми СА:

а) Кейпона (АК) [6, 12, 18 15, 23, 41 і ін.]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{AK}(\alpha) = \left\{ \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right\}^{-1}; \quad (1.12a)$$

б) “максимальної ентропії (МЕ)” Берга [4, 5, 18, 15 і ін.]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{ME}(\alpha) = \frac{\hat{\omega}_{mm}}{\left| \mathbf{e}_m^* \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right|^2}, \quad m=1, \text{ или } m=M; \quad (1.12б)$$

в) теплового шуму (ТШ) [37, 42, 15 і ін.]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{TШ}(\alpha) = \left\{ \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\Psi}^2 \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right\}^{-1}; \quad (1.12в)$$

г) Борджотті – Лагунаса (БЛ) [37, 42, 15 і ін.]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{BL}(\alpha) = \frac{\hat{S}_{TШ}(\alpha)}{\hat{S}_{AK}(\alpha)} = \frac{\mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha)}{\mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\Psi}^2 \cdot \mathbf{x}(\alpha)}; \quad (1.12г)$$

д) модифікований алгоритм Кейпона (МАК) [45, 46, 12, 15]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{MAK}(\alpha) = \frac{\hat{S}_{MЭ}(\alpha)}{\hat{S}_{AK}(\alpha)} = \frac{\hat{\omega}_{mm} \cdot \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha)}{\left| \mathbf{e}_m^* \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right|^2}; \quad (1.12д)$$

ж) “класифікації множини сигналів” (MUSIC) [31, 32, 47]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{MU}(\alpha) = \left\{ \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\mathbf{U}}_{ш} \cdot \hat{\mathbf{U}}_{ш}^* \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right\}^{-1}. \quad (1.13)$$

Тут $\mathbf{e}_i$ -й ($i \in 1, M$) – стовпець одиничної матриці $\mathbf{I}_M$ (M – вимірний вектор з i -м елементом, рівним 1, і нульовими іншими); $\mathbf{x}(\alpha)$ – вектор очікуваного сигналу; $\hat{\mathbf{U}}_{ш}$ – матриця власних векторів матриці $\hat{\Phi}$, які відповідають “шумовим” власним числам матриці $\hat{\Phi}$;

$$\hat{\Psi} = \left\{ \hat{\omega}_{ij} \right\}_{ij=1}^M = \hat{\Phi}^{-1} \quad (1.14)$$

– оцінка матриці, оберненої до оціненої КМ $\hat{\Phi}$ вхідного процесу.

1.1.3.2 До теперішнього часу запропонована велика кількість модифікацій "власне структурних (BC)" алгоритмів типу MUSIC (1.13) (ROOT-MUSIC, повороту підпростору (ESPRIT), мінімальної норми (MIN-NORM, MODE і ін.). Вони засновані на інформації, що міститься в системі власних векторів КМ Φ вхідних сигналів. У ній матриця адитивного шуму має форму $\sigma^2 \mathbf{I}_M$, де σ^2 – дисперсія шуму, однакова у всіх каналах приймання, а число n джерел випромінювань менше кількості M каналів приймання.

Задача правильного розділення власних значень і векторів на “сигнальні” і “шумові” при відсутності апіорної інформації про кількість джерел випромінювання досить складна. Тому в більшості випадків застосування “власне структурних” алгоритмів обмежується вимірюванням параметрів сигналів після розв'язку задачі розділення – виявлення. ($l \in 1,2$)

При використанні алгоритмів (1.12), не пов'язаних із поділом “сигнального” і “шумового” просторів, сканування поля джерел випромінювання виконується так, щоб оцінка $\hat{S}(\alpha)$ формувалася як неперервна функція кутової координати α без попереднього визначення кількості джерел випромінювання.

Тому алгоритми (1.12), синтезовані при менших обмеженнях на підлягаючі аналізу сигнали (зокрема, на співвідношення дисперсій власних шумів каналів приймання), більш привабливі для практичного використання.

1.1.3.3 СФ "надрозділяючих" алгоритмів СА є функціями матриці $\Psi = \Phi^{-1}$, оберненої до КМ вхідних дій. Тому вони можуть формуватися на основі єдиного фільтра з матричною імпульсною характеристикою (MIX), пропорційній тієї або іншій оцінці ($\hat{\Psi}$) цієї матриці. У його ролі доцільно використовувати адаптивні решітчасті фільтри [51–53], які можуть мати необхідну матричну імпульсну характеристику й мають цілий ряд важливих практичних переваг. До теперішнього часу вони детально досліджені теоретично, перевірені експериментально [52, 53, 64, 65] і розроблено їх дослідний зразок [67].

Настроєні АРФ мають $(2 \cdot M) \times M$ MIX виду

$$\hat{\mathbf{W}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}} \\ \hat{\mathbf{N}}^* \end{bmatrix}, \quad (1.15a)$$

де $\hat{\mathbf{H}}$ й $\hat{\mathbf{N}}^*$ – нижня й верхня трикутні $M \times M$ матриці – співмножники матриці

$$\hat{\Psi} = \hat{\mathbf{H}}^* \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{N}} \hat{\mathbf{N}}^* = \hat{\Phi}^{-1}. \quad (1.15b)$$

СФ $\hat{S}(\alpha)$ (1.12) у заданих точках аналізу α з обраного сектору сканування утворюються відповідними комбінаціями квадратів модулів елементів вихідних векторів АРФ

$$\hat{\mathbf{p}} = \{\hat{p}_m\}_{m=1}^M = \hat{\mathbf{H}} \mathbf{x}, \quad (1.16a)$$

$$\hat{\mathbf{q}} = \{\hat{q}_m\}_{m=1}^M = \hat{\mathbf{N}}^* \mathbf{x}, \quad (1.16b)$$

сформованих у результаті перетворення в ньому M – вимірний вектора "пошуку" $\mathbf{x} = \mathbf{x}(\alpha)$.

Поряд з (1.12) на основі АРФ (рис. 1.4) можна сформулювати цілий ряд інших СФ із практично корисними властивостями, зокрема, СФ [15]

$$\tilde{C}_3(M, \alpha) = \frac{\hat{\mathbf{p}}_\chi^* \hat{\mathbf{p}}_\chi}{\hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}}, \quad \tilde{C}_3(1, \alpha) = \frac{\hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}}{\hat{\mathbf{q}}_\chi^* \hat{\mathbf{q}}_\chi}, \quad (1.17a)$$

$$\tilde{C}_K(\alpha) = \frac{\hat{\mathbf{p}}_\chi^* \hat{\mathbf{p}}_\chi + \hat{\mathbf{q}}_\chi^* \hat{\mathbf{q}}_\chi}{\hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}} + \hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}}, \quad (1.17b)$$

$$\hat{S}_1(\alpha) = S_{AK}(\alpha) = (\hat{\mathbf{p}}_\chi^* \hat{\mathbf{p}}_\chi + \hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}})^{-1}, \quad \hat{S}_1(\alpha) = S_{AK}(\alpha) = (\hat{\mathbf{q}}_\chi^* \hat{\mathbf{q}}_\chi + \hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}), \quad (1.17b)$$

$$\tilde{S}_3(M, \alpha) = \frac{\hat{\mathbf{p}}_\chi^* \hat{\mathbf{p}}_\chi}{\hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}}, \quad \tilde{S}_3(\alpha, \chi) = \frac{\hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}}{\hat{\mathbf{q}}_\chi^* \hat{\mathbf{q}}_\chi}, \quad (1.17g)$$

$$\hat{S}_{PP}(M, \alpha) = (\hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}})^{-1}, \quad \hat{S}_{PP}(1, \alpha) = (\hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}})^{-1}, \quad (1.17d)$$

$$\hat{S}_{CP}(\alpha) = \frac{2}{\hat{\mathbf{p}}_{PP}^* \hat{\mathbf{p}}_{PP} + \hat{\mathbf{q}}_{PP}^* \hat{\mathbf{q}}_{PP}}, \quad (1.17e)$$

$$\hat{S}_K(\alpha) = \hat{S}_{CP}(\alpha) \cdot \mathbf{p}^* \mathbf{p}. \quad (1.17z)$$

Через $\hat{\mathbf{p}}_\chi = \{\hat{p}_m\}_{m=1}^\chi$ і $\hat{\mathbf{q}}_\chi = \{\hat{q}_m\}_{m=M-\chi+1}^M$ тут позначені χ -вимірні підвектори, утворені першими $\chi \in 1, M-1$ елементами вектора $\hat{\mathbf{p}}$ (1.16а) і останніми χ компонентами вектора $\hat{\mathbf{q}}$ (1.16б), а через $\hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}} = \{\hat{p}_m\}_{m=1+\chi}^M$ і $\hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}} = \{\hat{q}_m\}_{m=1}^{M-\chi}$ – $(M-\chi)$ -вимірні підвектори з інших елементів цих векторів.

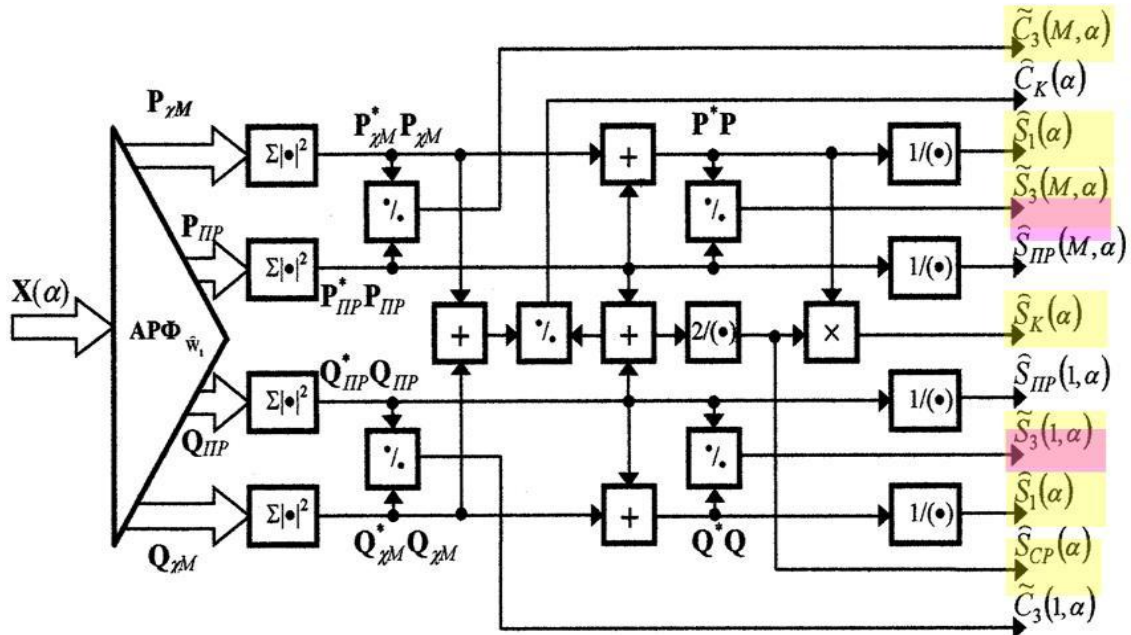


Рисунок 1.4 – Формування СФ на основі АРФ

Усі СФ (1.17) утворюються відповідним комбінуванням квадратів модулів вихідних сигналів єдиного АРФ [15] без зміни його структури й алгоритмів адаптивного настроювання [52, 53, 63, 64].

1.1.3.4 Інтерес до «надрозділяючих» методів пеленгації (1.12б-д), (1.17) обумовлений більш високим, ніж у алгоритму Кейпона, «граничним» (при відомій КМ Φ) розділенням за нестатистичними критеріями. Як показано в [61, 12], у розглянутих умовах двох рівнопотужних ДШВ МАК “найкращий”, а алгоритм Кейпона найгірший з алгоритмів (1.12), (1.17). Асимптотична (при $K \rightarrow \infty$) відмінність між ними кількісно ілюструється рис. 1.5.

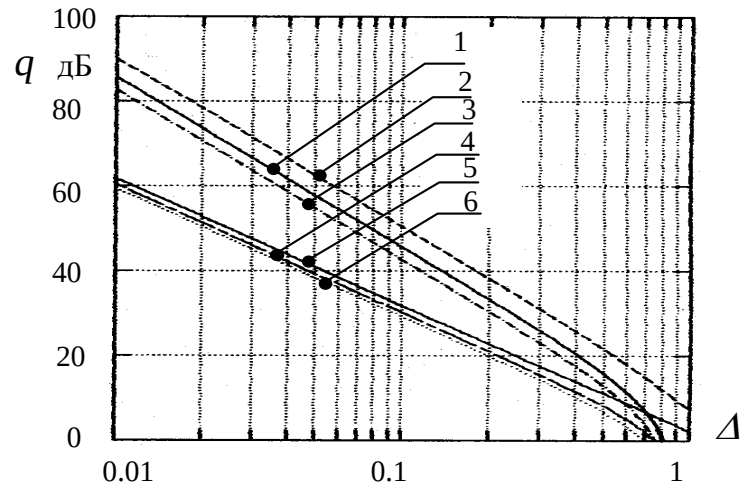


Рисунок 1.5 – Вимоги до відношення “сигнал/шум” для розділення за критерієм Релея в умовах відомої КМ

На ньому показані значення q (1.7a) кожного із двох рівнопотужних джерел випромінювань із кутовою відстанню Δ (1.8) між ними, які необхідні для їх розділення в ЛЕАР.

Криві 1, 2, 3 відносяться до алгоритму АК, криві 4, 5, 6 – до МАК при $\gamma = 1$ (криві 1, 4) і $\gamma = 2$ (криві 2, 5). Криві 3, 6 задають граничні значення $q = q_{ep}$, при яких у точці $\alpha = \alpha_{cp}$ (1.11) дорівнюють нулю другі похідні $\partial^2 S(\alpha) / \partial \alpha^2$ відповідних СФ $S(\alpha)$. При $q \leq q_{ep}$ ці СФ мають один максимум у точці $\alpha = \alpha_{cp}$ й тому за критерієм (1.11) джерела не розділяються.

Вони починають розділятися при значенні $q > q_{ep}$, яке з відносною відстанню Δ пов'язане рівностями [61, 12, 62]

$$\Delta \geq \begin{cases} \Delta_{ep} \approx 1.17 / \sqrt[4]{q_{ep}}, & \text{для алгоритму Кейпона,} \\ \Delta_{ep} \approx 0.95 / \sqrt[3]{q_{ep}}, & \text{для МАК.} \end{cases} \quad (1.18)$$

Значення q_{ep} для інших алгоритмів (1.12) трохи вище, чим q_{ep} для МАК.

1.1.3.5 У реальних умовах використання замість апіорі невідомої КМ Φ її оцінок того або іншого виду, сформованих за навчаючими вибірками кінцевого об'єму, вимоги до інтенсивності випромінювань, що розділяються, ростуть [12, 16].

Існує порівняно невелика кількість точних аналітичних результатів для визначення цих вимог [45, 41, 16, 46, 33, 49]. Нижче розглядається один із них для практично важливого випадку, коли замість невідомої КМ Φ у СФ $\hat{S}(\alpha) = S(\alpha, \hat{\Phi})$ використовується її оцінка максимальної правдоподібності (МП оцінка)

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \mathbf{Y}\mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \mathbf{y}_i^*, \quad \hat{\Psi} = (\hat{\Phi})^{-1}, \quad (1.19a)$$

сформована по навчаючий вибірці $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ із властивостями (1.1). У цих умовах матриця $\mathbf{A} = \{a_{ij}\}_{ij=1}^M$ в (1.20) має розподіл Уїшарта [11, 55]

$$p(\mathbf{A}) = p(\mathbf{A}, \Phi, \delta) = I^{-1}(\Phi) |\mathbf{A}|^{\delta} \exp\{-tr(\Phi^{-1} \mathbf{A})\}, \quad (1.19b)$$

$$\delta = K - M \geq 0. \quad (1.19b)$$

Тут $|\mathbf{C}|$ і $tr(\mathbf{C})$ – детермінант і слід матриці $\mathbf{C}$;

$I(\Phi) = \pi^{M(M-2)/2} |\Phi|^{M+\delta} \prod_{i=1}^M \Gamma(M + \delta + 1 - i)$ – нормувальний множник; $\Gamma(x)$ – гама – функція [56], яка при цілих $x = m \geq 1$ дорівнює $\Gamma(m) = (m-1)!$, $\delta = K - M \geq 0$ – “ефективний об’єм вибірки”.

В умовах апіорної невизначеності роздільна здатність “надрозділяючих” алгоритмів СА визначається законами розподілу випадкових СФ $\hat{S}(\alpha)$ у цих точках, або, що еквівалентно, законами розподілу нормованого до дійсного значення $S(\alpha)$ параметра

$$\hat{\nu} = \hat{S}(\alpha) / S(\alpha). \quad (1.20)$$

Для алгоритму Кейпона щільність розподілу $p_{\hat{\nu}}(x)$ нормованого випадкового параметра

$$\hat{\nu} = \hat{\gamma}(\alpha_1, \alpha_2) / \gamma(\alpha_1, \alpha_2), \quad \hat{\gamma}(\alpha_1, \alpha_2) = \hat{S}(\alpha_1) / \hat{S}(\alpha_2), \quad (1.21)$$

$$\gamma(\alpha_1, \alpha_2) = S(\alpha_1) / S(\alpha_2)$$

при довільних $\alpha_1 \neq \alpha_2$ і $\delta \geq 0$ рівна [57]

$$p_{\hat{\nu}}(x) = \frac{\Gamma(2\delta + 4)}{(\Gamma(\delta + 2))^2} (1 - |\eta|^2)^{\delta+2} \frac{x^{\delta+1} (1+x)}{((1+x)^2 - 4|\eta|^2 x)^{\delta+2.5}}, \quad \delta = K - M \geq 0. \quad (1.22)$$

Тут $\Gamma(x)$ – гамма-функція з аргументом x , а η – “узагальнений” коефіцієнт просторової кореляції випромінювань із напрямків α_1 і α_2 :

$$\eta = \mathbf{X}^*(\alpha_1) \Psi \mathbf{X}(\alpha_2) [S_1(\alpha_1) S_1(\alpha_2)]^{1/2},$$

$$S_1(\alpha_i) = (\mathbf{X}^*(\alpha_i) \Psi \mathbf{X}(\alpha_i))^{-1}, \quad i = 1, 2. \quad (1.23)$$

На основі аналізу (1.22) відзначимо важливу властивість алгоритму Кейпона. Вона полягає в тому, що при будь-яких об’ємах вибірки $\delta \geq 0$ й значеннях $\alpha_1 \neq \alpha_2$ випадковий параметр $\hat{\gamma}(\alpha_1, \alpha_2)$ буде не нижче свого дійсного значення $\gamma(\alpha_1, \alpha_2)$ (1.21) з фіксованою ймовірністю

$$P(\hat{\gamma} \geq \gamma) = P(\hat{\gamma} \geq \gamma_0 = \gamma) = 0.5. \quad (1.24)$$

Для інших алгоритмів щільності розподілів відповідних параметрів, що характеризують їх ефективність у реальних умовах обмеженого інтервалу спостереження, не отримані. Проте, велике математичне моделювання, проведене, зокрема в [46, 20, 15 і ін.], показує, що найбільш чутливі до помилок оцінювання саме ті методи, які забезпечують максимальні "граничні" (при відсутності помилок) розділення і точність вимірювання [12].

1.1.3.6 У зв'язку із цим триває як пошук нових алгоритмів "надрозділяючого" СА, так і нових підходів до організації самої процедури пеленгації. До кількості найбільш перспективних ставиться ідея комбінованої пеленгації (КП), обґрунтована в циклі робіт А.Б. Гершмана [29–32]. При такій пеленгації використовується інформація не одного, а сукупності ("банку [29–32]") пеленгаторів, у яких реалізовані різні "надрозділяючі" методи СА. При відповідній стратегії використання цієї інформації ефективність КП може бути вище, чим пеленгаторів, що входять до його складу [29].

"Банк [29–32]" складається з пеленгаторів, що реалізують "власне структурні (ВС)" методи просторово-часового СА (ПЧСА) типу MUSIC. Їх висока потенційна ефективність базується на врахуванні апіорної інформації про рівність рангу сигнальної складової кореляційної матриці (КМ) випромінювань на виходах $M > 1$ просторових каналів приймання числу $n < M$ зовнішніх незалежних джерел випромінювань. Однак така рівність відповідає тільки ідеалізованій ситуації точного

збігу моделі КМ, покладеної в основу синтезу ВС – методів, з реальними КМ, які із цілого ряду причин можуть відрізнятися від цієї моделі. У цих умовах реальні характеристики "ВС – банків" можуть бути далекі від потенційних. Тому їх практичні переваги не настільки очевидні, особливо якщо врахувати складність реалізації через необхідність вирішувати часткову або повну проблему власних значень для апіорі невідомих КМ.

У розвиток ідеї КП в [34, 58–62] "банк" пеленгаторів формується на "невласне структурних (НВС)" методах СА, подібних добре відомим методам (1.12) і їх модифікаціям (1.17), що допускають менш "тверду" модель КМ.

Спектральні функції НВС – методів СА визначаються матрицею Ψ , оберненої до КМ вхідних дій. Тому досить ємний "НВС – банк" може формуватися простим комбінуванням вихідних сигналів єдиного фільтра з матричною імпульсною характеристикою (МІХ), пропорційній цій матриці або її співмножникам різного виду. З безлічі відомих фільтрів із необхідною МІХ пропонується використовувати адаптивні решітчасті фільтри (АРФ), що мають ряд важливих практичних переваг.

В основу стратегії "банку" (рис. 1.6) покладене об'єднання результатів N алгоритмів "банку" за правилом " m з N ", де $m < N$ [58–62].

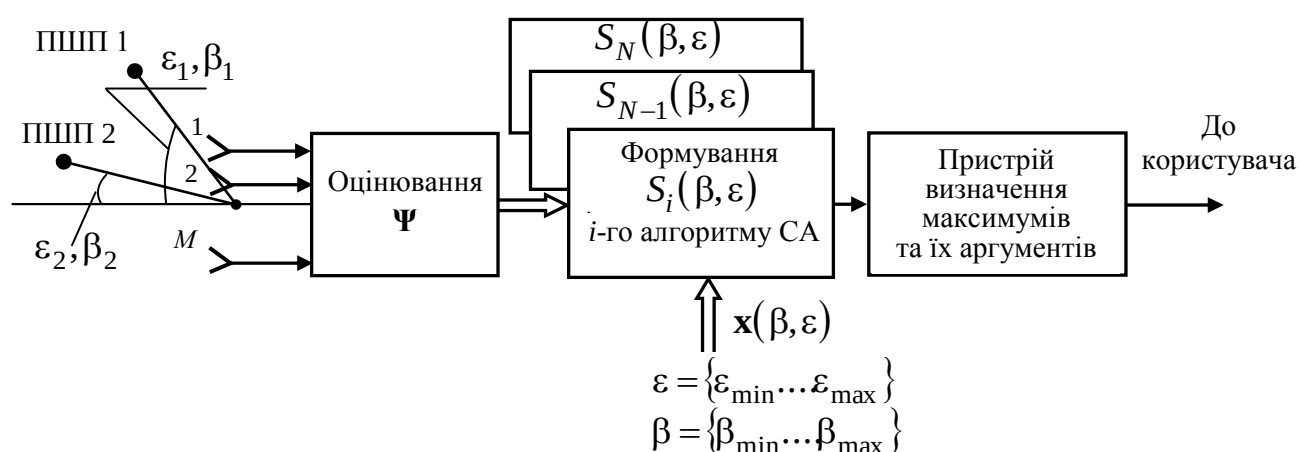


Рисунок 1.6 – Використання "банку" "надрозділяючих" алгоритмів СА

Наприклад, за оцінку кількості ПШП у заданому секторі береться число, на яке вказали не менш m із N алгоритмів. Якщо підгруп з m алгоритмів більше, чим одна, і оцінка кількості ПШП у підгрупах різна, то за оцінку кількості ПШП

ухвалюють більше із чисел. За оцінку напрямків на джерела випромінювань ухвалюється середнє арифметичне оцінок напрямків, отриманих m алгоритмами [34].

Тут показано, що практична реалізація ідеї комбінованої пеленгації точкових джерел ШВ доцільна на” АРФ – банку” пеленгаторів, що реалізують "невласне структурні (НВС)" методи СА. Ці пеленгатори суттєво більш робастні й універсальні, ніж комбіновані пеленгатори на основі ВС – методів СА.

У роботах [29–32, 58–62] розглядалися лінійні АР і не враховувалися специфічні особливості РЛС із двовимірними АР. Нижче описується методика математичного моделювання процесу пеленгації на основі АРФ – банку методів СА стосовно до двовимірної плоскої ФАР.

Таким чином, для пеленгації джерел шумового випромінювання доцільно комбінувати результати різних "невласне структурних" «надрозділяючих» алгоритмів СА, реалізованих на основі АРФ.

1.2 Програмне (математичне) забезпечення та методика експериментальних досліджень “надрозділяючих” алгоритмів СА

Описується методика й математична модель експериментальних досліджень ефективності пеленгації джерел ШВ ”надрозділяючими” методами спектрального оцінювання. Пропонується ощадливий спосіб формування спектральних функцій різних адаптивних “надрозділяючих” алгоритмів СА. Проводиться тестування розробленої моделі по точних аналітичних результатах. Визначаються статистичні показники ефективності створеного програмного забезпечення експериментальних досліджень.

1.2.1 Загальна структурна схема експериментальних досліджень

1.2.1.1 Процес імітаційного моделювання роботи алгоритмів СА передбачає розв'язок ряду взаємозалежних задач:

- формування пакета $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ вхідних дій із заданими статистичними характеристиками;
- формування на його основі випадкових СФ (1.12), (1.17) алгоритмів СА й визначення параметрів їх якості;
- статистична обробка випадкових параметрів якості алгоритмів СА;
- оцінка вірогідності отриманих результатів.

Вони розв'язуються відповідними процедурами й функціями програмного забезпечення. До їх складу входять:

- модуль формування вхідних дій (МФВД);
- блок обробки вхідних дій (БОВД);
- модуль статистичного аналізу результатів обробки (МСА).

1.2.1.2 Модуль формування вхідних дій.

1.2.1.2.1 Модуль формування вхідних дій (МФВД) формує задана кількість T $N_{comp} \times K$ матриць (пакетів) $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$, складених з K випадкових комплексних N_{comp} -вимірних векторів $\mathbf{y} = \{y_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^{N_{comp}}$ із заданими кореляційними зв'язками. Елемент $y_\ell^{(i)}$ вектора $\mathbf{y}_i$ являє собою комплексну амплітуду сигналу на виході ℓ -го ($\ell \in 1, N_{comp}$) елемента (модуля) ФАР у i -й ($i \in 1, K$) момент часу. При пеленгації джерел ШВ використовуються вихідні сигнали N_{comp} модулів ФАР, що входять у канали придушення активних перешкод.

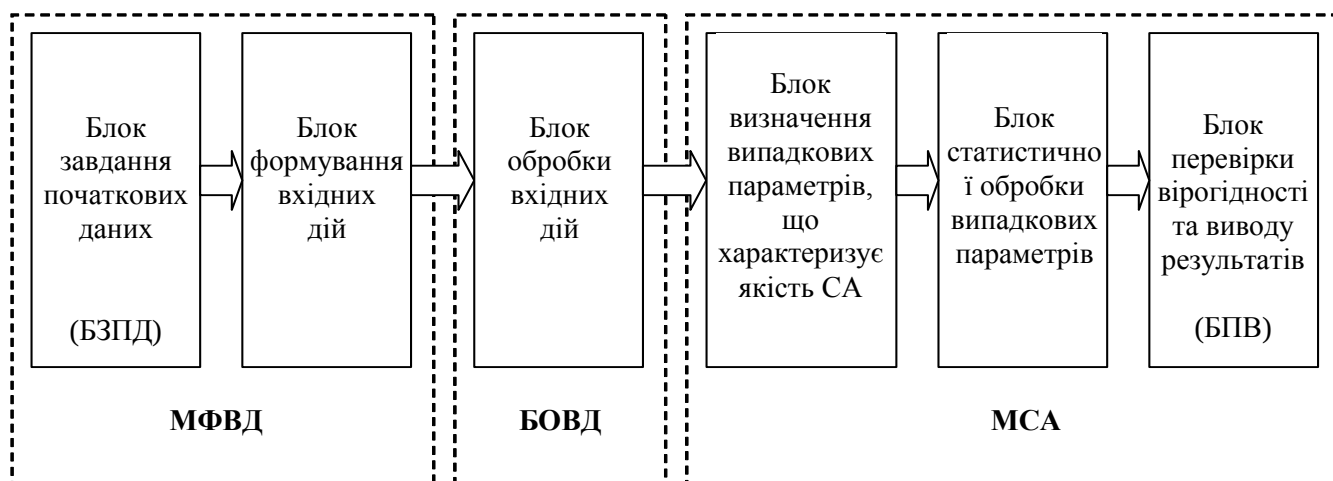


Рисунок 1.7 – Загальна структурна схема програмного забезпечення

У всіх випадках у МФВД передбачається також формування векторів “пошуку” $\mathbf{x}(\alpha)$ у точках α з інтервалу $(\varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}; \beta_{\min}, \beta_{\max})$, що забезпечують процедуру “сканування” по α й формування СФ довільних алгоритмів СА.

МФВД є загальним для дослідницької програми оцінки ефективності системи просторової обробки сигналів на тлі зовнішніх випромінювань і для програми оцінки ефективності пеленгації РЛС із ФАР.

Основні вхідні параметри модуля:

- 1) n – число джерел шумових випромінювань (ДШВ);
- 2) `variant_gaspolo` – варіант розташування ДШВ (у бічних пелюстках; один ДШВ у головному, другий у бічному пелюстках; обоє в головному);
- 3) $\theta = (\varepsilon_i, \beta_i)$ ($i \in 1, n$) – “напрямок” дії джерел випромінювань;
- 4) η – сумарна інтенсивність ДШВ в основному каналі;
- 5) M_Y – розмір антени по осі Y; M_X – розмір антени по осі X; L_X – розмір модуля по осі X; L_Y – розмір модуля по осі Y;
- 6) d_j – відстань між приймальними елементами ФАР;
- 7) $\varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}; \beta_{\min}, \beta_{\max}$ – границі діапазону “сканування” за кутовими координатах;
- 8) K – об’єм навчаючої вибірки;

9) Vidkm – вид оцінки КМ (МП оцінка КМ загального виду (ЗВ); МП оцінка КМ ЗВ на основі АРФ; регуляризована МП оцінка КМ ЗВ);

10) Δ_f – крок сканування по кутовій координаті;

11) ν – дискретність фазообертачів ФАР;

12) $\sigma_{эл}^2$ – дисперсія положення елементів ФАР;

13) $\sigma_{кв.f}^2$ – дисперсія фазових флуктуацій у квадратурних підканалах;

14) $\sigma_{кв.a}^2$ – дисперсія амплітудних флуктуацій у квадратурних підканалах;

15) wmmw – послідовність обробки сигналів випромінювачів (модулі – зважування; зважування – модулі);

16) wght – алгоритм зважування АФР (алгоритм Тейлора; алгоритм Хемминга; без зважування);

17) dnnd – порядок формування основного й допоміжного каналів (неідентичність – діаграмоутворення; діаграмоутворення – неідентичність).

Завдання зазначених параметрів дозволяє імітувати дію n шумових джерел випромінювань із параметрами 1) – 4) на імпульсну РЛС із ФАР і характеристиками 5) – 17) і оцінити ступінь впливу реальних умов 11) – 14) її функціонування на ефективність пеленгації джерел ШВ ”надрозділяючими” методами СА.

1.2.1.2.2 Ефективність пеленгації досліджується при наступному обмеженні. Імітується пеленгація 2-х ДШВ, координати яких θ_i, β_i ($i \in 1, 2$) обрані випадковим образом і задовольняють умові

$$|\theta_1 - \theta_2| + |\beta_1 - \beta_2| = \Delta_S^{(MD)}. \quad (1.25)$$

при наступних місцях розташування ДШВ:

а) обоє в перших бічних пелюстках ДС антени;

б) один у перших бічних пелюстках ДС антени, другий – у головній пелюстці ДН антени;

в) обоє в головній пелюстці ДС антени.

Тут $\Delta_S^{(MD)}$ – мінімальна для методу Кейпона (MD) сума (1.25), при якій ДШВ розділяються.

1.2.1.2.3 Робота модуля починається з формування векторів $\mathbf{X}(\boldsymbol{\theta}_i)$ ($i \in 1, n$) на основі даних 2) – 4). Вектори являють собою амплітудно-фазові розподіли (АФР) на елементах ФАР, що створюються джерелами випромінювань із напрямків $\boldsymbol{\theta}_i$. АФР на виході плоскої антенної решітки, формоване зовнішнім ДШВ, розташованими в напрямку $\boldsymbol{\alpha} = \boldsymbol{\theta}_i$, описується вираженнями

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(\alpha) &= \text{vec}\left\{\left(x_{p,q}(\alpha)\right)_{p=1,q=1}^{N,M}\right\} = \mathbf{x}_M^{\sim}(\alpha) \otimes \mathbf{x}_N(\alpha), \\ x_{p,q}(\alpha) &= e^{j \cdot \varphi_{p,q}(\alpha)} = e^{j \cdot \gamma_1(\alpha) \cdot \left(q - \frac{M+1}{2}\right)} \cdot e^{j \cdot \gamma_2(\alpha) \cdot \left(p - \frac{N+1}{2}\right)}, \quad p \in 1, M_Y, \quad q \in 1, M_X, \\ \varphi_{p,q}(\alpha) &= \gamma_1(\alpha) \cdot \left(q - \frac{M+1}{2}\right) + \gamma_2(\alpha) \cdot \left(p - \frac{N+1}{2}\right), \\ \gamma_1(\alpha) &= \frac{d}{\lambda} \cdot \omega_1(\alpha) = \gamma_1(\varepsilon, \beta) = v \cdot \cos \varepsilon \cdot \sin \beta, \\ \omega_1(\alpha) &= \omega_1(\varepsilon, \beta) = 2 \cdot \pi \cdot \cos \varepsilon \cdot \sin \beta, \\ \gamma_2(\alpha) &= \frac{d}{\lambda} \cdot \omega_2(\alpha) = \gamma_2(\varepsilon) = v \cdot \sin \varepsilon, \\ \omega_2(\alpha) &= \omega_2(\varepsilon, \beta) = 2 \cdot \pi \cdot \sin \varepsilon, \quad v = 2 \cdot \pi \cdot \frac{d}{\lambda}.\end{aligned}$$

Надалі вектори $\mathbf{x}(\alpha) = \mathbf{x}(\boldsymbol{\theta}_i)$ ($i \in 1, n$) залежно від параметрів 15), 16), 11) – 14) перетворюються відповідно до вираженням (1.4 – 1.17), (1.2). З них формується КМ зовнішніх джерел випромінювань

$$\boldsymbol{\Phi}_n = \begin{bmatrix} \varphi_{y11} & \varphi_n^* \\ \varphi_y & \boldsymbol{\Phi}_{n \text{ comp}} \end{bmatrix},$$

де $\boldsymbol{\Phi}_{n \text{ comp}}$ – КМ розміру $(N_{\text{comp}} \times N_{\text{comp}})$.

Одинична розміру $M_Y \times M_X$ КМ власних шумів випромінювачів також перетвориться в КМ виду

$$\boldsymbol{\Phi}_{\text{ш}} = \begin{bmatrix} \varphi_{\text{ш}11} & \varphi_{\text{ш}}^* \\ \varphi_{\text{ш}} & \boldsymbol{\Phi}_{\text{ш comp}} \end{bmatrix},$$

де $(N_{\text{comp}} \times N_{\text{comp}})$ КМ $\boldsymbol{\Phi}_{\text{ш comp}}$ – КМ власних шумів компенсаційних каналів.

Матриці $\Phi_{n\ comp}$ й $\Phi_{ui\ comp}$ визначають КМ

$$\Phi = \Phi_{n\ comp} + \Phi_{ui\ comp}, \quad (1.26)$$

яка описує в цілому статистичні характеристики процесів у компенсаційних каналах з урахуванням заданих вимог до сумарної інтенсивності η джерел ШВ в основному каналі.

КМ Φ (1.26) задаються властивості пакета $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ випадкових N_{comp} –вимірних векторів $\mathbf{y}_i = (y_l^{(i)})_{l=1}^{N_{comp}}$, по якому визначається та або інша оцінка $(\hat{\Phi})$ КМ (1.26).

Пакет $\mathbf{Y}$ формується згідно з вираженням [64]

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{\Xi}, \quad (1.27)$$

де $\mathbf{\Gamma} - N_{comp} \times N_{comp}$ “матриця – корінь” КМ Φ :

$$\Phi = \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{\Gamma}^*, \quad (1.28)$$

а $\mathbf{\Xi}$ – матриця з K векторів

$$\xi_i = \{\xi_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^{N_{comp}} \quad \overline{\xi_i \xi_i^*} = \mathbf{I}, \quad (1.29)$$

які генеруються датчиками випадкових взаємонезалежних чисел.

1.2.1.3 Блок обробки вхідних дій.

1.2.1.3.1 У блоці обробки вхідних дій (БОВД) по кожному із T вхідних пакетів $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ формуються оціночні СФ $\hat{S}(\alpha)$ і визначаються кількісні значення випадкових параметрів, що характеризують ефективність алгоритмів СА. Формування оціночних СФ $\hat{S}(\alpha)$ має багато спільного з формуванням дійсних СФ $S(\alpha)$. Відмінність полягає в тому, що оціночні СФ розраховуються не по точній КМ Φ , а по тій або іншій її оцінці $\hat{\Phi} = \{\phi_{ij}\}_{i,j=1}^M$, яка будується шляхом обробки пакета $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$.

У загальному випадку використовується МП оцінка виду (1.19а), тобто МП оцінка КМ загального виду (ЗВ). Програмним забезпеченням формуються й інші МП оцінки: МП оцінка КМ ЗВ на основі АРФ, регуляризована МП оцінка КМ ЗВ.

Відповідні оцінки будуються на єдиній структурно-алгоритмічній основі АРФ.

В АРФ вектори “пошуку” $\mathbf{x}(\alpha)$ перетворюються в N_{comp} – вимірні вектори

$$\hat{\mathbf{p}}(\alpha) = \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{x}(\alpha), \quad (1.30a)$$

$$\hat{\mathbf{q}}(\alpha) = \hat{\mathbf{N}}^* \mathbf{x}(\alpha), \quad (1.30б)$$

де $\hat{\mathbf{H}}$ й $\hat{\mathbf{N}}$ – трикутні співмножники матриці $\hat{\Psi}$

$$\hat{\Psi} = \hat{\mathbf{H}}^* \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{N}} \hat{\mathbf{N}}^*. \quad (1.31)$$

Вектори (1.30a) дозволяють сформувати як усі СФ (1.12), так і їх різновиди (1.17). Методика формування СФ $\hat{S}(\alpha)$ по елементах векторів $\hat{\mathbf{p}}(\alpha)$, $\hat{\mathbf{q}}(\alpha)$ (1.30б) описано в п. 1.1.3.3.

По СФ $S(\alpha)$ і $\hat{S}(\alpha)$ алгоритмів СА розраховуються випадкові параметри, що характеризують ефективність відповідних алгоритмів СА. Для тестової ситуації двох точкових джерел ШВ використовуються:

а) параметр "глибини провалу" оціночної СФ $\hat{S}(\theta)$

$$\hat{\gamma} = \hat{S}(\theta_{l_{\max}}) / \hat{S}(\theta_{cp}); \quad l \in 1, 2, \quad (1.32)$$

де $\hat{S}(\theta_{l_{\max}})$ – оціночні значення СФ у точці l -го максимуму; $\hat{S}(\theta_{cp})$ – оціночне значення СФ у точці мінімуму;

б) середня помилка

$$\delta\zeta = \frac{\sum_{n=1}^2 |\hat{\zeta}_n - \zeta_n|}{2} \quad (1.33)$$

вимірювання положення максимумів СФ (окремо по кожній координаті), де ζ_1, ζ_2 – справжні значення "координат" джерел випромінювань; $\hat{\zeta}_n$ – координата n -го максимуму відповідної оціночної СФ при виконанні умов розділення ($\hat{\gamma} \geq \gamma_0$) за критерієм Релея.

1.2.1.3.2 Обробка вхідних дій проводиться по ряду правил при наступних допущеннях:

1. Відношення γ_0 сусідніх максимумів СФ до мінімуму між ними – 3дБ.

2. Покладається, що кількість ДШВ апіорі невідомо, але в межах головного променя ДС антени може перебувати не більш 3-х ДШВ.

1.2.1.3.2.1 Максимуми СФ методів СА, що задовольняють критерію Релея, визначаються за наступною методикою (правилам).

1. Формуються СФ $S^{(i)}(\alpha)$ ($i \in 1, N$; $\alpha = \{\varepsilon, \beta\}$; $\varepsilon \in \varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}$; $\beta \in \beta_{\min}, \beta_{\max}$) методів СА у відповідності зі схемою рис. 1.4, і представляються у вигляді матриць $Z^{(i)}$ ($i \in 1, N$) розміру $P \times Q$, де P, Q – кількість кутів сканування в кутомісцевій і азимутальній площинах відповідно. Значення $z_{pq}^{(i)}$ матриці $Z^{(i)}$ відповідає значенню СФ i -го методу для комбінації кутів ε_p і β_q .

2. СФ коректуються за рівнем шумів

$$S_{k1}^{(i)}(\alpha) = \begin{cases} S^{(i)}(\alpha), & S^{(i)}(\alpha) \geq S_0^{(i)}, \\ S_0^{(i)}, & S^{(i)}(\alpha) < S_0^{(i)}, \end{cases} \quad (1.34a)$$

і середньому значенню СФ

$$S_k^{(i)}(\alpha) = \begin{cases} S_{k1}^{(i)}(\alpha), & S_{k1}^{(i)}(\alpha) \geq S_s^{(i)}, \\ S_s^{(i)}, & S_{k1}^{(i)}(\alpha) < S_s^{(i)}, \end{cases} \quad (1.34б)$$

де $S_0^{(i)}$ й $S_s^{(i)}$ – пороги для i -го методу.

Далі обробляються скоректовані СФ $S_k^{(i)}(\alpha)$. Нижні індекси (k), що позначають ці функції, для простоти не приводяться.

Поріг $S_0^{(i)}$ для гіпотетичної ситуації відомої КМ вхідного процесу формується по КМ $\Phi = \mathbf{I}$ і рівний $S_0^{(i)} = S^{(i)}(\alpha_0)$, де $\alpha_0 = (\varepsilon_0, \beta_0)$ – будь-яка фіксована пара кутів.

Поріг $S_0^{(i)}$ у ситуації заміни невідомої КМ Φ її оцінкою $(\hat{\Phi} = \hat{\mathbf{I}})$ заданого виду відповідає значенню $x = x_0$ функції розподілу $F(x)$ випадкової величини $\hat{S}^{(i)}(\alpha_0)$, при якій $F(x_0) = 1 - F$, де F – заданий рівень “хибної тривоги”. Сама $F(x)$ формується статистичною обробкою набору $\hat{S}^{(i)}(\alpha_0)$.

Поріг $S_s^{(i)}$ формується по КМ Φ ($\hat{\Phi}$) суміші внутрішнього шуму приймача й випромінювань ДШВ для поточної процедури пеленгації як середнє СФ:

$$S_s^{(i)} = \frac{1}{L} \sum_{\ell} S^{(i)}(\alpha_{\ell}) \quad (\hat{S}_s^{(i)} = \frac{1}{L} \sum_{\ell} \hat{S}^{(i)}(\alpha_{\ell})), \quad (1.35)$$

де L – кількість кутів сканування.

Порогом $S_0^{(i)}$ відфільтровуються хибні пеленги, які формуються по шумах приймача. Порогом $S_s^{(i)} > S_0^{(i)}$ відфільтровуються хибні пеленги по суміші шуму приймача й випромінювань шумових джерел.

3. Для всіх $i \in 1, N$ методів визначаються локальні максимуми СФ. Елемент $S^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)$ СФ покладається j -м локальним максимумом $S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)$, якщо

$$\begin{aligned} & (S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\epsilon_{p-1}, \beta_{q-1})) \& (S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\epsilon_{p-1}, \beta_q)) \& \\ & (S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\epsilon_{p-1}, \beta_{q+1})) \& (S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\epsilon_p, \beta_{q-1})) \& \\ & (S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\epsilon_p, \beta_{q+1})) \& (S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\epsilon_{p+1}, \beta_{q-1})) \& \\ & (S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\epsilon_{p+1}, \beta_q)) \& (S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\epsilon_{p+1}, \beta_{q+1})). \end{aligned} \quad (1.36)$$

де ϵ_p, β_q $p \in 1, P$, $q \in 1, Q$ – координати j -го максимуму.

Локальні максимуми СФ методу СА реєструються в матриці максимумів $Z_{\max}$ розміру $P \times Q$ з нулями скрізь, крім pq -х позицій, куди записується одиниця.

4. Локальні максимуми піддаються критеріальній обробці по наступних емпіричних правилах.

4а. Якщо максимум один ($j=1$) і він задовольняє критерію Релея

$$(S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) / S_0^{(i)}) \geq \gamma_0, \quad j=1, \quad (1.37)$$

то ухвалюється розв'язок про виявлення ДШВ із координатами ϵ_p, β_q .

4б. Якщо максимумів $1 < j \leq 3$, то визначаються мінімуми $S_{j-1 \min}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)$ між сусідніми максимумами.

Якщо кути місця однакові, то всі мінімуми перебувають у p -му рядку матриці $Z^{(i)}$. Відповідно, при $q = \text{const}$ мінімуми відшукуються в q -м стовпці.

При $p \neq q$ для пари сусідніх максимумів із матриці $Z^{(i)}$ формується підматриця $Z_1^{(i)}$ відповідно до рис. 1.8.

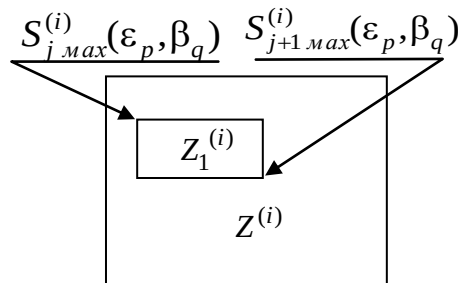


Рисунок 1.8 – Схема формування підматриці $Z_1^{(i)}$.

З максимальних значень стовпців підматриці $Z_1^{(i)}$ створюється вектор, мінімальне значення якого покладається значенням $S_{j \min}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)$ мінімуму СФ для j -го й $(j+1)$ -го максимуму СФ.

Два сусідні максимуми задовольняють критерію Релея, якщо

$$((S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) / S_{j \min}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)) \geq \gamma_0) \& ((S_{j+1 \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q) / S_{j \min}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)) \geq \gamma_0). \quad (1.38)$$

4в. Якщо максимумів більше 3-х, то вибираються три з максимальними значеннями СФ і визначаються мінімуми між ними відповідно до п. 4б. Розв'язок про розділення 3-х ДШВ ухвалюється у випадку виконання (1.38) для всіх максимумів. А якщо ні, то розглядаються варіанти із двома ДШВ, або з одним.

Максимуми, що задовольняють критерію Релея, реєструються в підсумковій матриці Z_r розміру $P \times Q$ з нулями скрізь, крім pq -х позицій, куди записується одиниця. Якщо цю позицію визначили ℓ методів з банку методів СА, то замість одиниці записується ℓ .

5. Оцінка координат і розрахунки помилок пеленгації ДШВ.

5а. Оцінка координат і розрахунки помилок пеленгації ДШВ одним методом СА.

У матриці Z_r втримується вся необхідна інформація про кількість (N) і координати $(\varepsilon_n^{(i)}, \beta_n^{(i)}, n \in 1, N; i \in 1, I)$ ДШВ. Кількість ненульових позицій матриці визначає кількість L розпізнаних (дозволених) ДШВ. Номера рядка (p) й стовпця (q) ненульової позиції визначають кут місця й азимут ДШВ $(\varepsilon_\ell^{(i)}, \beta_\ell^{(i)}, \ell \in 1, L)$.

При $L = N$ помилки $(\delta\varepsilon, \delta\beta)$ розраховуються по формулі:

$$\delta\varepsilon = \frac{\sum_{n=1}^N \widehat{\varepsilon}_n^{(i)} - \varepsilon_n}{N}, \quad \delta\beta = \frac{\sum_{n=1}^N \widehat{\beta}_n^{(i)} - \beta_n}{N}. \quad (1.39)$$

А якщо ні, то визначаються модулі різниць $|\widehat{\xi}_\ell^{(i)} - \xi_n|$ для всіх $\ell \in 1, L$ оцінок координати $(\xi \in \varepsilon, \beta)$ n -го ДШВ. Мінімальне значення різниць покладається помилкою вимірювання відповідної координати.

5б. Оцінка координат і помилок пеленгації ДШВ АРФ – банком методів СА.

Вхідні в АРФ – банк J методів СА розподіляються на 4 підгрупи методів, які розпізнали (розділили) відповідно один, два, три й чотири ДШВ. За оцінку $\widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)}, \widehat{\beta}_\ell^{(s)}$ ($\ell \in 1, 4$) координат одного, двох і т.д. ДШВ ухвалюється середнє оцінок координат відповідної підгрупи методів СА.

Якщо кількість методів, що входять підгрупи, позначити відповідно J_1, J_2, J_3, J_4 , то $\widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)}, \widehat{\beta}_\ell^{(s)}$ ($\ell \in 1, 4$) визначаються по формулах:

$$\text{для підгрупи } J_1 : \widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)} = J_1^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_1} \widehat{\varepsilon}_i^{(\ell)}, \quad \widehat{\beta}_\ell^{(s)} = J_2^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_2} \widehat{\beta}_i^{(\ell)}, \ell \in 1; \quad (1.40)$$

$$\text{для підгрупи } J_2 : \widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)} = J_2^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_2} \widehat{\varepsilon}_i^{(\ell)}; \quad \widehat{\beta}_\ell^{(s)} = J_2^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_2} \widehat{\beta}_i^{(\ell)}, \ell \in 1, 2; \quad (1.41)$$

$$\text{для підгрупи } J_3 : \widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)} = J_3^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_3} \widehat{\varepsilon}_i^{(\ell)}; \quad \widehat{\beta}_\ell^{(s)} = J_3^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_3} \widehat{\beta}_i^{(\ell)}, \ell \in 1, 2, 3; \quad (1.42)$$

$$\text{для підгрупи } J_4 : \widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)} = J_4^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_4} \widehat{\varepsilon}_i^{(\ell)}; \quad \widehat{\beta}_\ell^{(s)} = J_4^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_4} \widehat{\beta}_i^{(\ell)}, \ell \in 1, 2, 3, 4. \quad (1.43)$$

Ефективність стратегії « m із J » банку методів СА визначається за наступною методикою.

Якщо кількість методів $J_4 \geq m$, то вважається, що по стратегії « m із J » дозволене $\hat{n} = 4$ ДШВ. При цьому для оцінки помилок $(\delta_\varepsilon, \delta_\beta)$ пеленгації ДШВ з 4-х пара координат $(\hat{\varepsilon}_\ell^{(s)}, \hat{\beta}_\ell^{(s)})$ ($\ell \in 1, 4$) відбираються дві пари $(\hat{\varepsilon}_\ell^{(s1)}, \hat{\beta}_\ell^{(s1)})$ ($\ell \in 1, 2$), найбільше близькі до дійсних координат $(\varepsilon_n, \beta_n, n \in 1, 2)$ ДШВ. Помилками $(\delta_\varepsilon, \delta_\beta)$ вимірювань покладаються середні значення модулів

$$\delta_\varepsilon = 2^{-1} \sum_{i=1}^2 |\varepsilon_n - \hat{\varepsilon}_n^{(s1)}|, \quad n \in 1, 2; \quad \delta_\beta = 2^{-1} \sum_{i=1}^2 |\beta_n - \hat{\beta}_n^{(s1)}|, \quad n \in 1, 2. \quad (1.44)$$

Якщо кількість J_4 методів не задовольняє ні однієї із прийнятих стратегій, то за описаною методикою розглядається значення J_3 і т.д.

1.2.1.4. Модуль статистичного аналізу (МСА)

У модулі статистичного аналізу (МСА) розраховуються статистичні характеристики якості алгоритмів СА по емпіричним щільностям (гістограмам) і функціям розподілу випадкових величин (1.32), (1.33), і перевіряється вірогідність отриманих результатів.

Емпіричні щільності розподілу параметрів (1.32), (1.33) формуються за результатами статистичної обробки T – вимірної вибірки відповідних випадкових величин стандартними методиками математичної статистики.

Гістограми (щільності розподілу) параметрів (1.32), (1.33) використовуються при обчисленні статистичних характеристик сукупності показників якості:

а) імовірності

$$P_{p-e} = T_n / T \quad (1.45)$$

розділення джерел шумових випромінювання за критерієм Релея;

в) імовірності того, що помилка пеленга не перевищить задану величину x_0

$$P(x_0) = F(x_0), \quad (1.46)$$

де $F(x)$ – експериментальна функція розподілу помилки (1.33) кутового положення джерел випромінювань.

Під P_{p-B} розуміється відношення кількості T_{Π} спроб, у яких виконувалися умови розділення за зазначеним критерієм, до загальної кількості T спроб. Для алгоритму СА спроба вважається вдалою, якщо виконані умови:

- 1) на інтервалі аналізу $\alpha = \{\varepsilon, \beta\}$ ($\varepsilon \in \varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}$, $\beta \in \beta_{\min}, \beta_{\max}$) СФ $\hat{S}(\alpha)$ має два максимуми;
- 2) обоє максимумів задовольняють умові

$$\frac{\hat{S}(\alpha_{l_{\max}})}{\hat{S}(\alpha_{cp})} \geq \gamma_0, \quad l \in 1, 2. \quad (1.47)$$

Показники якості пеленгації супроводжуються інформацією про вірогідність отриманих результатів, отриманої тестуванням розробленої моделі. Нижче приводяться результати подібного тестування.

1.2.2 Експериментальні результати тестування розробленого програмного забезпечення

1.2.2.1. Мета тестування – оцінити можливість використання програмного забезпечення для статистичного дослідження різних алгоритмів СА.

Тестування проводиться порівнянням експериментальних даних із відомими точними аналітичними результатами. Ступінь близькості цих даних до точних результатів визначає ступінь застосування моделі для розрахунків статистичних характеристик алгоритмів, для яких точні результати відсутні.

Статистичні характеристики алгоритмів СА розраховуються по щільностям і функціям розподілу відповідних параметрів їх СФ $S(\alpha, \Phi)$. В умовах експерименту в ролі цих щільностей виступають емпіричні щільності (гістограми) і функції розподілу відповідних параметрів СФ.

На рис. 1.9 на базі одного з наборів модулів компенсаційних каналів для значень $\delta = K - M = K - N_{comp} = 54$ наведені точні щільності розподілу $p_{\hat{v}}(x)$ (1.22)

параметра $\hat{v}$ (1.21) алгоритму Кейпона й відповідні гістограми, отримані за допомогою розробленої моделі.

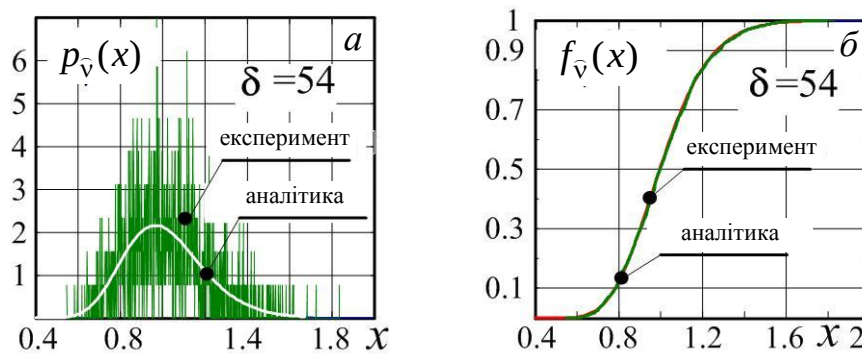


Рисунок 1.9 – Результати тестування розробленої математичної моделі
($N_{comp} = 6$, $\eta = 30$ дБ, $\beta_{1,2} = 0^0$, $\varepsilon_1 = -0.53^0$, $\varepsilon_1 = 0.53^0$, $\gamma_0 = 3$ дБ, $T = 1000$)

Значення гістограми щільності $p_{\hat{v}}(x)$ (рис. 1.9, а) флюктуують щодо точних значень. Це пов'язане із щільним кроком дискретизації аргументу гістограми x й обмеженою кількістю ітерацій T . Більш повна уява про якість експериментальних даних дає порівняння теоретичних і модельованих функцій розподілу $f_{\hat{v}}(x)$ параметра $\hat{v}$, наведених на рис. 1.9, б. Видно, що розроблена модель забезпечує практично повний ”збіг” експериментальних і точних функцій розподілу $f_{\hat{v}}(x)$.

1.2.2.2. Високий збіг точних результатів і відповідних їм експериментальних даних – тільки один з аргументів визначення придатності розробленого програмного забезпечення.

У статистичній теорії обробки результатів випробувань [66, 63] основною оцінкою вірогідності експериментальних даних служать довірчі інтервали Δ_D й відповідні їм імовірності P_D .

Під довірчим інтервалом розуміється такий інтервал, у який із гарантованою ймовірністю P_D попадає отримана оцінка аналізованого параметра. Величина цього інтервалу, як і ймовірності P_D , безпосередньо пов'язана із числом T проведених спроб в одній серії, використаних для одержання того або іншого параметра. При моделюванні використовувалися різні значення T ($T = 200, 500, 1000$). Визначимо довірчі інтервали й імовірності для гіршої ситуації мінімального значення $T = 200$.

Величини Δ_D й P_D розраховуються за наступною методикою: по KK – кратній серії ($KK = 100$) зі $T = 200$ спроб формуються відносні помилки

$$\Delta_i^{(j)} = \frac{|f_{\hat{v}}^{(j)}(x_i) - \widehat{f}_{\hat{v}}^{(j)}(x_i)|}{f_{\hat{v}}^{(j)}(x_i)}, \quad j \in 1, KK, \quad i \in 1, 3, \quad (1.48)$$

між дійсними ($f_{\hat{v}}(x_i)$) й оціночними ($\widehat{f}_{\hat{v}}(x_i)$) значеннями функції розподілу величини $\hat{v}$ (1.22) алгоритму Кейпона по кожному i -му ($i \in 1, 3$) довільно обраному й зафіксованому аргументу x_i відповідних функцій $f_{\hat{v}}(x)$.

Набір із KK значень Δ_i ($i \in 1, 3$) по кожному x_i використовується для оцінки функцій розподілу $\widehat{f}_{\Delta_i}(z)$ величин x_i , на основі яких обчислюється ймовірність знаходження помилки Δ_i в межах $\Delta_i \leq \Delta_D$.

На рис. 1.10 для випадку ($T = 200$, $KK = 100$) показані виражені у відсотках довірчі інтервали Δ_D й відповідні їм імовірності P_D . Видно, що навіть у найгіршій ситуації ($T = 200$) експериментальні дані попадають у 7 % розкид щодо їх дійсних значень із імовірністю не менше 0,9. Це цілком припустимо для такого роду досліджень. Для більшості експериментів, проведених при $T \gg 200$, вірогідність отриманих результатів ще вище.

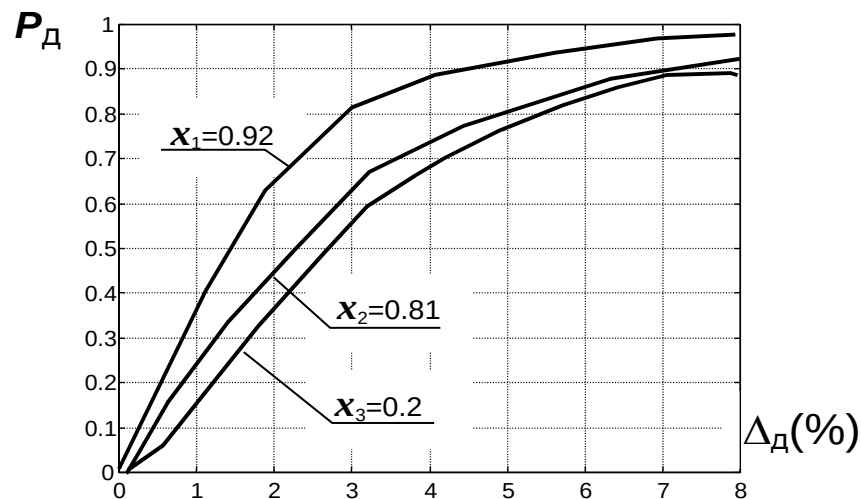


Рисунок 1.10 – Характеристики вірогідності розробленої моделі

Наведені приклади свідчать про придатність розробленої моделі для одержання статистичних характеристик показників якості алгоритмів СА. Їх одержанню й аналізу присвячений наступний підрозділ.

Таким чином, розроблене математичне забезпечення експериментальних досліджень статистичних характеристик “надрозділяючих” алгоритмів СА. У його основу покладені відомі співвідношення для формування вхідних дій із заданими статистичними характеристиками.

Розроблену методику статистичного аналізу експериментальних даних, яка базується на загальноприйнятій статистичній теорії обробки результатів експериментів, адаптоване для розв'язку завдань СА. Проведена атестація розробленої моделі шляхом порівняння отриманих експериментальних даних із декількома відомими точними результатами. Показаний практично повний збіг експериментальних даних і точних результатів і, тим самим – придатність моделі для одержання статистичних характеристик і порівняння “надрозділяючих” алгоритмів СА.

1.3 Порівняльний аналіз ефективності “надрозділяючих” алгоритмів пеленгації

Тут приводяться деякі результати експериментальних досліджень ефективності пеленгаційного каналу РЛС із ФАР, математична модель якого описана вище. Визначені потенційні можливості розділення точкових джерел ШВ й гранична ефективність пеленгації при кінцевій розрядності фазообертачів (ФО) ФАР.

Результати досліджень відповідають на частину питань, важливих для практичної реалізації “надрозділяючого” СА шумових випромінювань. Головні з них:

а) які алгоритми СА доцільно використовувати при комбінованій пеленгації ДШВ;

б) яка роздільна здатність (Р.З.) і помилки пеленгації алгоритмів СА й стратегій їх сумісного використання;

в) як впливає структура (різні набори модулів ФАР) пеленгаційного каналу на ефективність розділення й оцінку місця розташування ДШВ;

г) як впливають погрішності технічної реалізації системи просторової обробки на ефективність пеленгації ДШВ.

1.3.1 Граничні можливості розділення точкових джерел активних шумових випромінювань у РЛС із ФАР

1.3.1.1 Мета моделювання, потенційні й граничні можливості розділення.

Мета моделювання:

- оцінити *потенційні* й граничні можливості розділення 2-х рівнопотужних ДШВ пеленгаційним каналом РЛС із ФАР;
- визначити *алгоритми*, доцільні для використання при комбінованій пеленгації ДШВ.

Під потенційною роздільною здатністю за кутовими координатами тут розуміється мінімальна (у частках $\Delta_0 = 2/N \cdot 180/\pi$) кутова відстань

$$\Delta_s = |\theta_1 - \theta_2| + |\beta_1 - \beta_2| \quad (1.49)$$

між двома джерелами шумових сигналів, що мають однакові, крім кутових, параметри, при якому вони спостерігаються роздільно з параметром $\gamma = 3\text{дБ}$

(рис. 1.11). При цьому також покладалося, що технічні параметри ФАР ідеальні (зокрема, відсутні неідентичності), а КМ Φ (1.26) відома.

Під граничними можливостями розуміються можливості з розділення 2-х рівнопотужних ДШВ для модельної ситуації відомої КМ Φ (1.26) при погрішностях технічної реалізації системи просторової обробки.

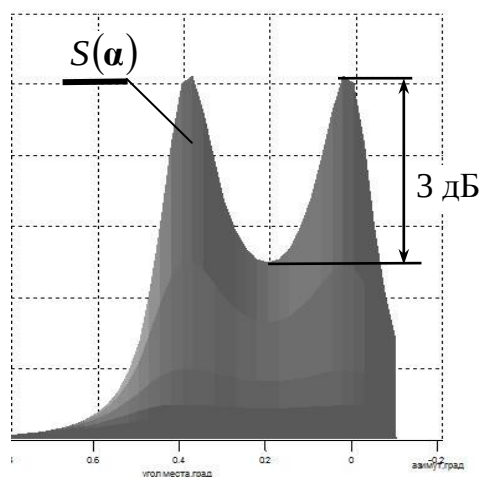


Рисунок 1.1 – Роздільне спостереження

Аналізувалися як алгоритм Кейпона (1.12а) окремо, так і сформований на основі решітчастого фільтра набір ("банк") алгоритмів СА загальною ємністю $N = 17$, включаючи методи (1.17).

1.3.1.2 Умови моделювання.

Сумарна відносна потужність прийнятих шумових випромінювань в основному каналі дорівнювала $\eta = 30$ дБ і не змінювалася надалі.

Вхідними сигналами для настроювання АРФ служили сигнали з виходів набору компенсаційних модулів ФАР. Використовувалися 3 набору з 6-ти модулів, які умовно позначені Var21, Var24, Var13 і, відповідно, містять у собі модулі ФАР із номерами:

Var21: 77 172 379 544 312 465;

Var24: 126 186 371 433 515 568;

Var13: 108 266 412 530 321 467.

Решта умов моделювання:

- варіант розташування джерел ШВ – обоє в головному промені ДС;
- послідовність обробки сигналів випромінювачів – модулі – зважування;
- дискретність фазообертачів: $\nu \rightarrow \infty$;
- розташування елементів ФАР – еквідистантне вздовж обох головних осей;
- неідентичність квадратурних каналів обробки – відсутня;
- зважування АФР – відсутнє;
- «крок» сканування – $\Delta_f = 0.1$ град.

1.3.1.3 Потенційні можливості розділення.

Потенційні можливості розділення ДШВ РЛС із лінійної АР залежать від відносної потужності джерел η і відстані між ними Δ . При використанні плоскої ФАР потенційні можливості розділення ДШВ залежать не тільки від η і Δ , але й від їх взаємного розташування в просторі. Як показують результати великої кількості математичного моделювання, найбільше "удалим випадком" розташування, у плані найменших Δ при $\eta = \text{const}$, є випадок рівності координат ДШВ в одній із площин, наприклад $\beta_1 = \beta_2$, $\theta_1 \neq \theta_2$.

У табл. 1.1 – 1.4 для розглянутих варіантів (Var21, Var24, Var13) включення модулів ФАР наведені значення Δ_s (1.49) методів СА, відібраних для включення в АРФ – банк. Інші (з 17) методи виключені з банку через багатопіковість СФ, обумовленої нееквідистантним розташуванням модулів ФАР.

Дані табл. 1.1 ($\eta = 45\text{дБ}$) і 1.2 ($\eta = 60\text{дБ}$) відповідають “удалому” розташуванню ДШВ.

Таблиця 1.1 Потенційні можливості розділення ДШВ при $\eta = 45$ дБ

		MD-P	МАК-Q	$S_3^{(\chi=0.25)}$	$S_3^{(\chi=0.75)}$	$C_3^{(\chi=0.75)}$	MD-Q	$S_k^{(\chi=0.5)}$	$S_k^{(\chi=0.75)}$	S_{cp}
варіанти	Var21	0.6	0.6	0.6	0.5	0.55	0.6	0.55	0.5	0.6
	Var24	0.6500	0.6500	0.6500	0.55	0.6	0.65	0.55	0.55	0.65
	Var13	0.6000	0.6000	0.6000	0.5	0.55	0.6	0.55	0.5	0.6

Таблиця 1.2 Потенційні можливості розділення ДШВ при $\eta = 60$ дБ

		MD-P	МАК-Q	$S_3^{(\chi=0.25)}$	$S_3^{(\chi=0.75)}$	$C_3^{(\chi=0.75)}$	MD-Q	$S_k^{(\chi=0.5)}$	$S_k^{(\chi=0.75)}$	S_{cp}
варіанти	Var21	0.35	0.35	0.35	0.35	0.3	0.35	0.35	0.35	0.35
	Var24	0.35	0.35	0.35	0.35	0.3	0.35	0.35	0.35	0.35
	Var13	0.35	0.35	0.35	0.35	0.3	0.35	0.35	0.35	0.35

Крім того, у табл. 1.3 і 1.4 для зазначених потужностей ($\eta = 45\text{дБ}$ і $\eta = 60\text{дБ}$) показані результати розрахунків потенційних можливостей розділення ДШВ для загального випадку $\beta_1 \neq \beta_2$, $\theta_1 \neq \theta_2$. При цьому значення β_1 й θ_1 вибиралися випадковим образом, а β_2 й θ_2 підбиралися так, щоб при заданому Δ_s виконувалася рівність (1.49). У таблиці занесені дані мінімального значення Δ_s для кожного з методів, при якому по всіх 10000 випробуваннях отримано правильне розділення.

Таблиця 1.3 Потенційні можливості розділення ДШВ при $\eta = 45$ дБ

		MD-P	MAK-Q	$S_3^{(\chi=0.25)}$	$S_3^{(\chi=0.75)}$	$C_3^{(\chi=0.75)}$	MD-Q	$S_k^{(\chi=0.5)}$	$S_k^{(\chi=0.75)}$	S_{cp}
варіанти	Var21	0.6875	0.6875	0.6875	0.5730	0.6303	0.6875	0.6303	0.5730	0.6875
	Var24	0.7448	0.7448	0.7448	0.6303	0.6875	0.7448	0.6303	0.6303	0.745
	Var13	0.6875	0.6875	0.6875	0.5730	0.6303	0.6875	0.6303	0.5730	0.6875

Таблиця 1.4 Потенційні можливості розділення ДШВ при $\eta = 60$ дБ

		MD-P	MAK-Q	$S_3^{(\chi=0.25)}$	$S_3^{(\chi=0.75)}$	$C_3^{(\chi=0.75)}$	MD-Q	$S_k^{(\chi=0.5)}$	$S_k^{(\chi=0.75)}$	S_{cp}
варіанти	Var21	0.4011	0.4011	0.4011	0.3438	0.4011	0.4011	0.4011	0.4011	0.4011
	Var24	0.4011	0.4011	0.4011	0.3438	0.4011	0.4011	0.4011	0.4011	0.4011
	Var13	0.4011	0.4011	0.4011	0.3438	0.4011	0.4011	0.4011	0.4011	0.4011

З аналізу даних табл. 1.1–1.4 випливає, що при використанні 6-ти компенсаційних модулів і відношенні перешкода-шум 45 і 60 дБ на виході основного променя заданої плоскої двовивимірної ФАР потенційна роздільна здатність за кутовими координатами становить десяті частки ширини головного променя ДС ФАР.

Роздільна здатність алгоритмів у загальному випадку залежить від кількості й варіанта включення модулів. Ця обставина обумовлює необхідність перевірки й інших рекомендованих варіантів включення модулів у компенсаційний (пеленгаційний) канал.

1.3.1.4 Граничні можливості розділення точкових джерел активних шумових випромінювань при кінцевій розрядності фазообертачів

У реальних фазообертачах фаза змінюється дискретно. При цьому частково спотворюється фазова структура сигналів. Відповідно випадковим образом трансформуються СФ методів СА. Спостерігається «розмивання» максимумів СФ (рис. 1.12), яке знижує Р.З. і точність пеленгації ДШВ.

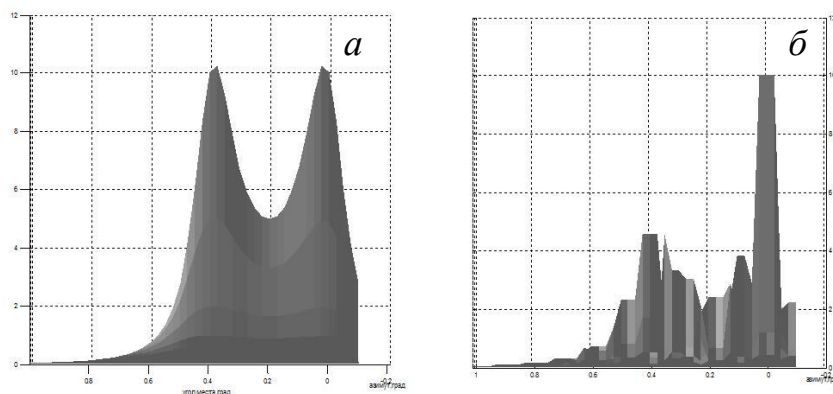


Рисунок 1.12 – Трансформація СФ (1.12а) через дискретність ФО

a – аналоговий; b – 5-ти розрядний ФО

У розробленій програмі на алгоритмічному рівні вжиті заходи до зниження впливу розрядності ФО на якість пеленгації джерел ШВ.

Показником ефективності вжитих заходів служить імовірність правильного розділення джерел ШВ. Її величина показує ступінь досягнення потенційних можливостей розділення, наведених у табл. 1.1–1.4. Умови моделювання відповідають умовам п. 1.3.1.2 при очевидних змінах розрядності ФО.

На рис. 1.13 для алгоритму Кейпона й АРФ – банку зі стратегією ”5 із 9” по $N_{\text{сум}} = 1000$ випадкових взаємних положеннях 2-х джерел ШВ показані ймовірності (P) їх розділення (a, z) і функції $(F_{\varepsilon}(\delta), F_{\rho}(\delta))$ розподілу випадкових помилок (1.45) вимірювань координат ДШВ (b, v, d, e) . Параметром графіків служить розрядність ФО.

На графіках (a, z) по осі ординат відкладена ймовірність ухвалення рішення про наявність двох ДШВ. Із графіків випливає, що для заданих умов моделювання втрати в ефективності розділення становлять відповідно до 2% при розрядності ФО $v = 5$, до 5% – при $v = 4$ й до 20% – при $v = 3$.

Графіками (b, v, d, e) ілюструються помилки пеленгації ДШВ. З наведених графіків випливає, що помилки пеленгації зменшуються зі збільшенням розрядності ФО. Для $v = 5$ з імовірністю $P \geq 0.9$ ці помилки не перевищують половини кроку $\Delta_f / 2 = 0.05$ сканування по відповідній координаті.

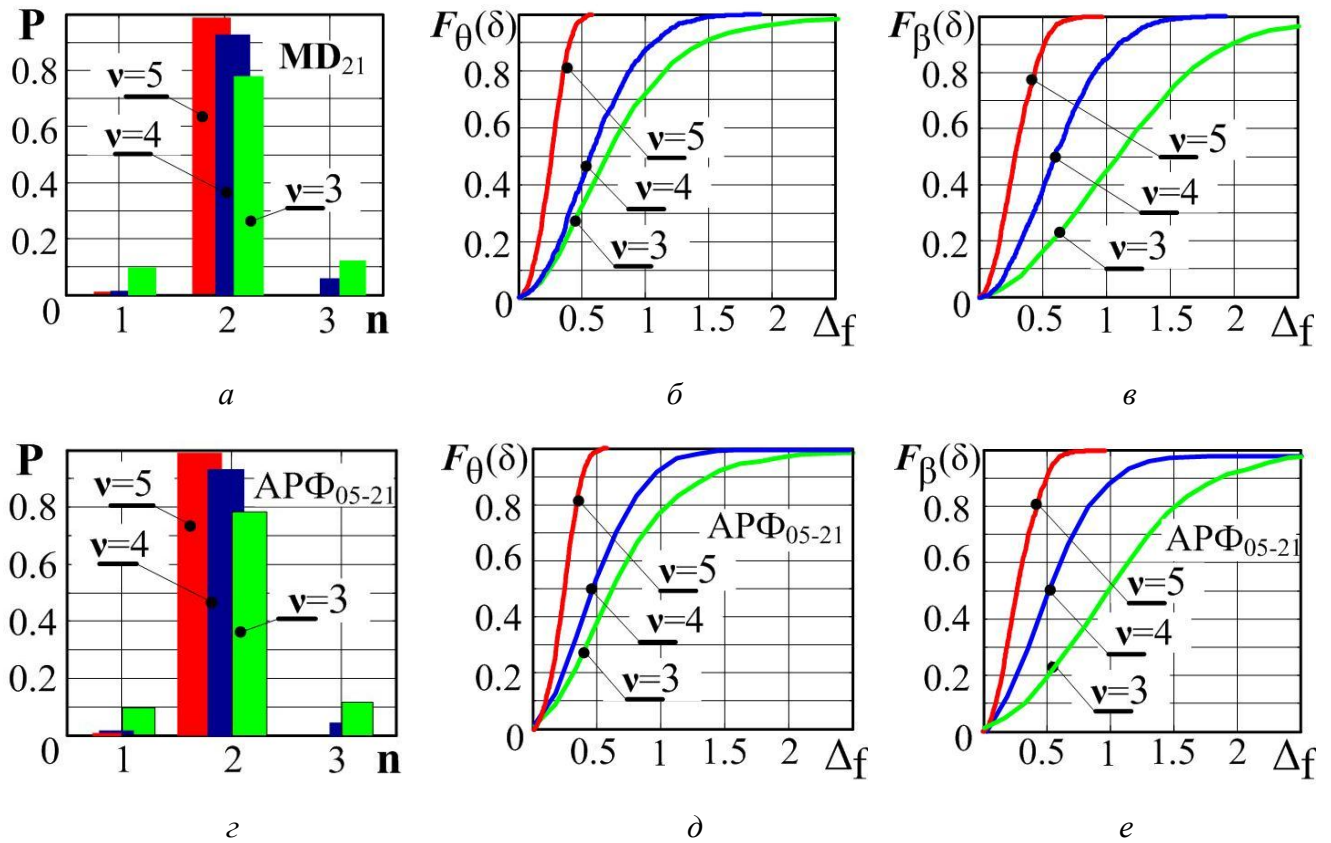


Рисунок 1.13 – Ефективність пеленгації ДШВ при відомій КМ
і різній розрядності ФО (var 21)

Помилки вимірювань збільшуються, а ймовірність розділення зменшується в реальній ситуації заміни точної КМ Φ (1.26) її оцінкою $\hat{\Phi}$. Ступінь такої зміни показників якості пеленгації досліджується нижче.

1.3.2 Ефективність "надрозділяючих" алгоритмів пеленгації в "адаптивній" ситуації

На рис. 1.14 наведені показники якості пеленгації алгоритмом Кейпона й АРФ – банком зі стратегією "5 із 9" по $N_{cum} = 100$ випадкових взаємних положеннях 2-х джерел ШВ при використанні в (1.12), (1.17) МП оцінки КМ Φ загального виду (1.19a).

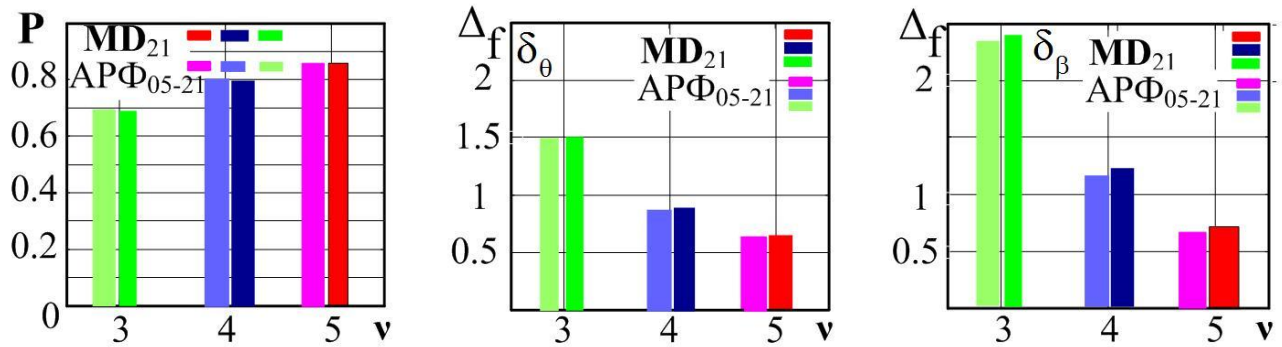


Рисунок 1.14 – Ефективність розділення 2-х ДШВ в “адаптивній” ситуації

Для кожного положення джерел по $N = 500$ ітераціях розраховувалися ймовірності P_n правильного розділення джерел і помилки δ_ε^n , δ_β^n пеленгації. У кожній ітерації КМ Φ оцінювалася по навчальному пакету $\mathbf{Y}$ розміру $N_{comp} \times K$ ($K = 60$) й формувалися дані для розрахунків P_n , δ_ε^n , δ_β^n . Підсумковою ймовірністю розділення й помилками вимірювання покладалися середні по $N_{cum} = 100$ ситуаціях імовірності розділення й помилки вимірювання. Параметром графіків служить розрядність ФВ.

З рисунків видно, при об’ємах вибірки $K \geq 60$ статистичні характеристики пеленгації зменшуються приблизно на 10–15%. Доступність вибірок більших об’ємів майже вирівнює ефективності окремих алгоритмів СА й АРФ – банку.

1.4 Дослідницька програма оцінки ефективності “надрозділяючих” методів пеленгації зовнішніх джерел неперервних шумових випромінювань у РЛС із двовимірною плоскою ФАР з урахуванням перешкоджаючих факторів

У даному підрозділі описується дослідницька програма оцінки ефективності адаптивної системи пеленгації точкових джерел незалежних шумових випромінювань (надалі для стислості – джерел (джерело(а))). У цю програму у вигляді закінчених функціональних елементів також входять:

- інтерфейс моделі адаптивної системи пеленгації;
- програма реалізації алгоритмів системи пеленгації;
- програма формування й відображення показників якості системи пеленгації джерел.

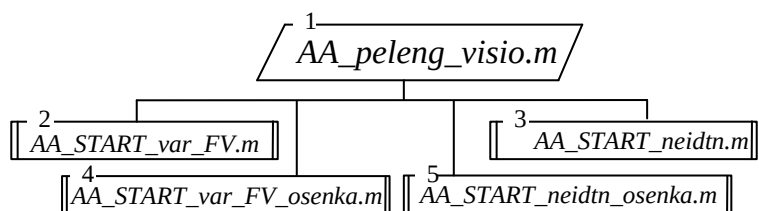
Під ”програмою” тут розуміється опис послідовності операцій [68], що зберігається у вигляді групи файлів, з метою реалізації заданих алгоритмів обробки даних [69].

В основу програмних продуктів покладена математична модель адаптивної системи пеленгації джерел і методика експериментальних досліджень ефективності “надрозділяючих” алгоритмів спектрального аналізу (СА), які описані в п. 1.2 даного звіту.

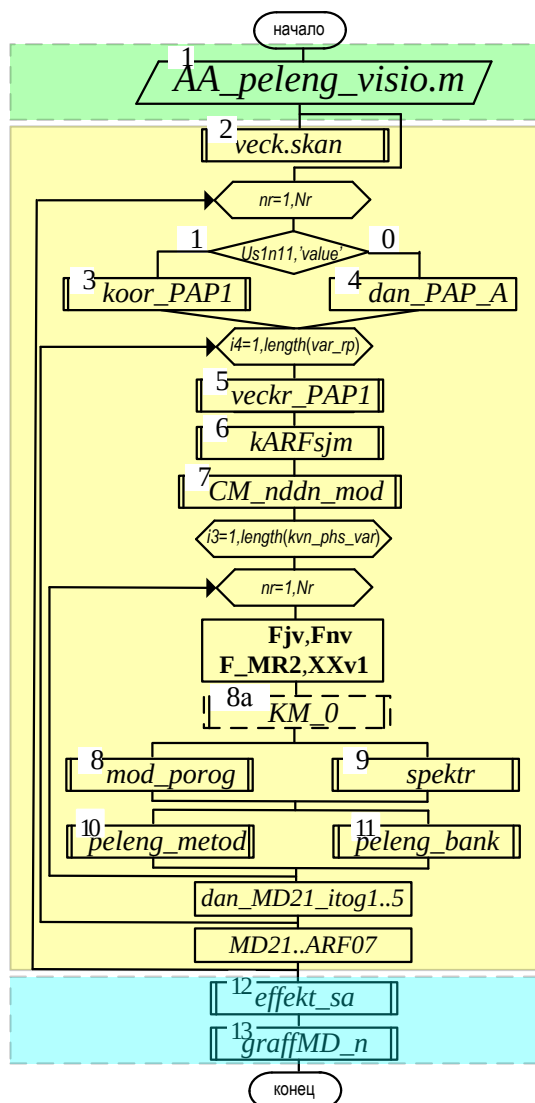
Розроблене програмне забезпечення дозволяє досліджувати: імовірність розділення джерел шумових випромінювань (ШВ) і середні помилки оцінювання їх координат, аналізувати вплив на ефективність пеленгації сукупності реально діючих перешкоджаючих факторів, до яких віднесені:

- дискретність фазообертачів (ФО);
- неортогональність і розходження коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів тракту обробки;
- випадкові помилки розташування випромінювачів у вузлах решітки;
- кінцівка об’єму навчаючої вибірки ШВ.

Організаційно програми реалізовані наборами процедур (груп файлів (рис. 1.15)) мови програмування OCTAVE.



a



б

Рисунок 1.15 – Узагальнена блок-схема програмного продукту (а) і блок-схема (б) програмних файлів AA_START_var_FV_osenka, AA_START_neidtn_osenka, AA_START_neidtn

Вони вирішують наступні завдання:

- AA_peleng_visio.m – ініціалізація інтерфейсу моделі адаптивної обробки.
- AA_START_var_FV.m – формування спектральних функцій (СФ) "надрозділяючих" методів СА в гіпотетичних умовах відомої кореляційної матриці

(КМ) вхідних дій при використанні аналогових або дискретних ФО; одержання й статистична обробка набору випадкових величин (ВВ), що характеризують ефективність системи пеленгації в цих умовах; візуалізація статистичних характеристик ефективності.

- *AA_START_var_FV_osenka.m* – формування СФ ”надрозділяючих” методів СА на основі оцінок КМ вхідних дій при використанні аналогових або дискретних ФО; одержання й статистична обробка набору ВВ, що характеризують ефективність системи пеленгації в цих умовах; візуалізація статистичних характеристик ефективності.

- *AA_START_neidtn.m* – формування СФ ”надрозділяючих” методів СА в умовах відомої КМ вхідних дій при використанні аналогових або дискретних ФО і урахуванням неортогональності й розходження коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів тракту обробки, випадкових помилок розташування випромінювачів у вузлах решітки; одержання й статистична обробка набору ВВ, що характеризують ефективність системи пеленгації в цих умовах; візуалізація статистичних характеристик ефективності.

- *AA_START_neidtn_osenka.m* – формування СФ ”надрозділяючих” методів СА в умовах відомої КМ вхідних дій при використанні аналоговим або дискретних ФВ і урахуванням неортогональності й розходження коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів тракту обробки, випадкових помилок розташування випромінювачів у вузлах решітки; одержання й статистична обробка набору ВВ, що характеризують ефективність системи пеленгації в заданих умовах; візуалізація статистичних характеристик ефективності.

Нижче докладно описуються інтерфейс керування й операції, реалізовані цими файлами.

1.4.1 Інтерфейс моделі адаптивної системи пеленгації. Посібник користувача. Експериментальні дослідження "надрозділяючих" методів пеленгації

Основне призначення програмного забезпечення (далі "програма") - кількісно оцінити ефективність різних варіантів і параметрів побудови системи пеленгації джерел на основі "надрозділяючих" алгоритмів спектрального оцінювання (1.12).

З вікна керування запускаються підпрограми розрахунку показників якості пеленгації джерел різними "надрозділяючими" алгоритмами СА в гіпотетичній ситуації відомих статистичних характеристик шумових випромінювань і в реальній ситуації заміни цих характеристик різними оцінками, одержуваних по навчаючих вибірках кінцевого об'єму.

У цих ситуаціях також досліджується ефективність пеленгації при кінцевій розрядності фазообертачів (ФО) ФАР, неортогональності квадратурних підканалів і нееквідистантності елементів ФАР.

1.4.1.1 Установка й запуск програми

Програма входить у комплект програмного комплексу моделювання системи просторової обробки сигналів у РЛС із плоскою ФАР. Для роботи програми моделювання на ПК необхідно встановити спеціальну програму "MCRInstaller.exe" - OSTATE Compiler пакета OSTATE.

Програма запускається подвійним клацанням по файлу "all_in_one_neid.exe", при цьому запускається консольний додаток (рис. 1.16, а), а через нетривалий час відкривається "Стартове вікно програми" (рис. 1.16, б) де користувачеві необхідно вибрати підпрограму "Швидкодія адаптивних алгоритмів (адаптивний випадок)".

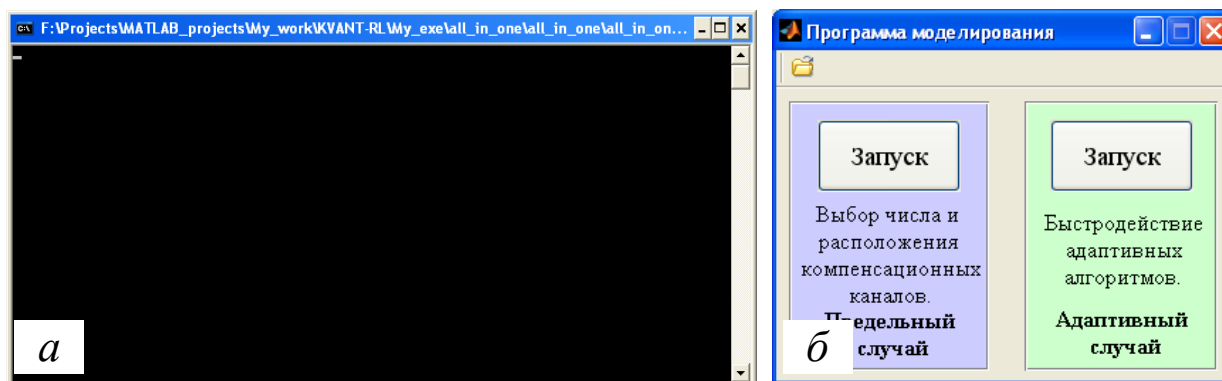


Рисунок 1.16 – Консольне й стартове вікна програми

Для вибору необхідно натиснути маніпулятором типу "миша" по кнопці "Запуск". Після цього відкривається "Робоче вікно" підпрограми "Ефективність адаптивних алгоритмів обробки сигналів на тлі зовнішніх шумових випромінювань". Підпрограма запускається кнопкою "ЗАХИСТ ВІД ДШВ розрахунок". Згенеровані при розрахунку положення джерел "запам'ятовуються" і можуть використовуватися в режимі пеленгації джерел.

Графічне вікно керування експериментальними дослідженнями "надрозділяючих" алгоритмів пеленгації джерел активується з "Робочого вікна" кнопкою "ПЕЛЕНГАЦІЯ розрахунок". При цьому дані вікна переносяться у відповідні секції "ГОЛОВНОГО МЕНЮ ДОСЛІДНИЦЬКОЇ ПРОГРАМИ (ПЕЛЕНГАЦІЯ)" (рис. 1.17).

Рисунок 1.17 – Вікно підпрограми "Ефективність адаптивних алгоритмів обробки сигналів на тлі зовнішніх шумових випромінювань"

Параметри ДОСЛІДНИЦЬКОЇ ПРОГРАМИ (ПЕЛЕНГАЦІЯ), що збігаються з параметрами підпрограми "Ефективність адаптивних алгоритмів обробки сигналів на тлі зовнішніх шумових випромінювань", при описі не повторюються. Вони повторюються тільки при відмінності від попередньої підпрограми.

1.4.1.2 Головне меню дослідницької програми (пеленгація)

ГОЛОВНЕ МЕНЮ (рис. 1.18) дозволяє редагувати й зберігати дані "Робочого вікна" (рис. 1.17), запускати на виконання підпрограми дослідження ефективності системи пеленгації джерел. Складається з 9 секцій. Зокрема, у секції "Параметри джерел шумових перешкод (ДШП)" в областях редагування "Число ДШП" і "Інтенсивність ДШП у сумарному каналі, у дБ" параметри повинні бути скалярними.

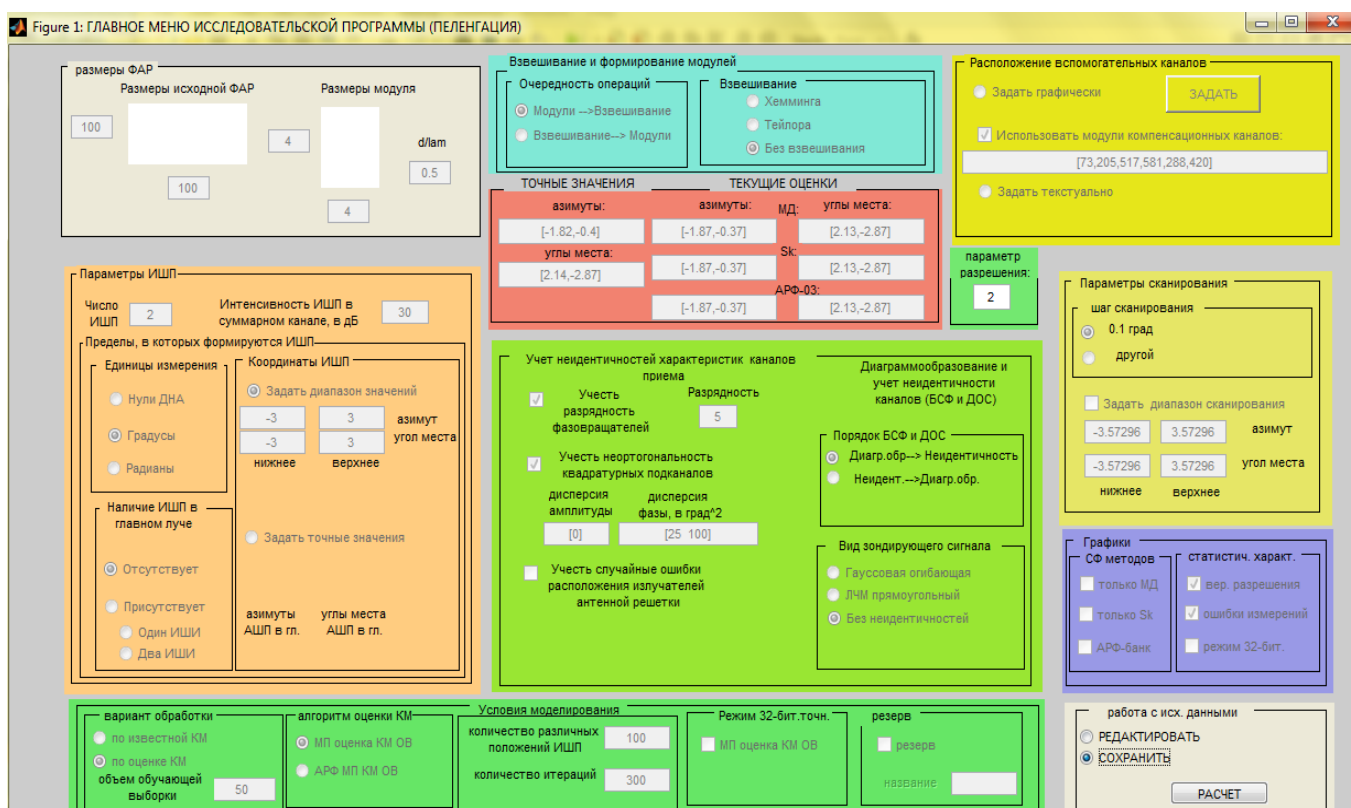


Рисунок 1.18 – Вікно "ГОЛОВНЕ МЕНЮ ДОСЛІДНИЦЬКОЇ ПРОГРАМИ (ПЕЛЕНГАЦІЯ)"

1.4.1.2.1 Секція "Розташування допоміжних каналів"

У секції задається набір модулів ФАР, які використовуються при пеленгації джерел. За замовчуванням секцією дублюється набір модулів (компенсаційних каналів) підпрограми розрахунку ефективності адаптивної обробки сигналів на тлі зовнішніх шумових випромінювань. Редагувати набір можна двома способами.

У першому (опція "Задати самостійно") користувач самостійно записує номери в полі, що відкрилося, введення. Допускається введення одного набору (варіанта) модулів.

Другий спосіб активується опцією "Задати графічно" і натисканням кнопки "Задати". У вікні, що спливає (рис. 1.19), користувач може або залишити наявний набір модулів (радіокнопка "Попередній варіант"), або вибрати новий із пропонованого набору (радіокнопка "Вибрати із пропонованих").

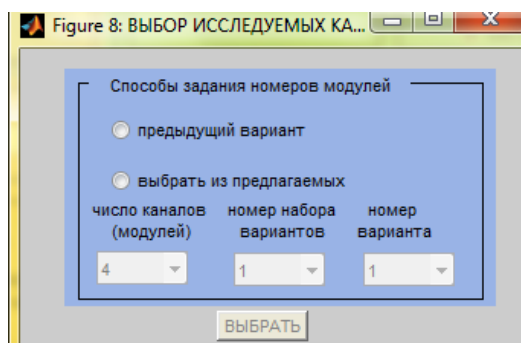


Рисунок 1.19 – Вікно “Вибір досліджуваних каналів (модулів)”

У даній програмі закладено 14 різних варіантів положення компенсаційних модулів.

1.4.1.2.2 Секція "Параметри сканування"

Секцією (рис. 1.20) задається просторовий сектор сканування (пошуку джерел випромінювання). Для цього в підсекції "Крок сканування" вибирається бажаний крок сканування за просторовою частотою (координатами), у полях редагування межі сканування за координатами.

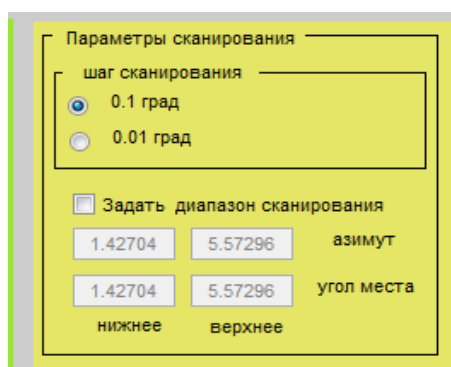


Рисунок 1.20 – Секція “Параметри сканування”

За замовчуванням при активізації ГОЛОВНОГО МЕНЮ ПРОГРАМИ (кнопка "ПЕЛЕНГАЦІЯ розрахунок" (рис. 1.18)), або при "натиснутій" кнопці "РЕДАГУВАТИ" межі сканування автоматично коректуються під координати джерел, обумовлені радіокнопками "Задати діапазон значень" і "Задати точні значення".

Користувач може змінити ці межі. Для цього потрібно встановити прапорець у поле редагування "Задати діапазон сканування" і записати бажані межі сканування в полях редагування "азимут" і "кут місця".

1.4.1.2.3 Секція "Умови моделювання".

Фіксує поточні особливості обробки вхідних сигналів. Функції підсекцій "Варіант обробки", "Алгоритм обробки КМ", "Режим 32-бітної точності" (рис. 1.21) збігаються з функціями опцій "МП оцінка КМ ЗВ", "АРФ МП оцінка КМ ЗВ" секцій "Алгоритми" і "Режим 32-бітної точності" підпрограми моделювання "Ефективність адаптивних алгоритмів обробки сигналів на тлі зовнішніх шумових випромінювань".

Рисунок 1.21 – Секція "Умови моделювання"

У полі "Кількість різних положень ДШП" задається кількість місць розташування джерел, по яких визначається ефективність пеленгації в умовах відомої КМ і кінцевої розрядності фазообертачів (при встановлених прапорцях у полях редагування "по відомій КМ" і "Урахувати розрядність фазообертачів").

Для дослідження ефективності пеленгації в умовах неортогональності квадратур або нееквідистантності ФАР необхідно встановити прапорець у відповідному полі ГОЛОВНОГО МЕНЮ й задати бажані параметри у відкриті для редагування вікнах "Дисперсія амплітуди", "Дисперсія фази", "Кількість ітерацій". Останнім параметром задається кількість ітерацій, по яких визначаються статистичні характеристики пеленгації при поточному місці розташування джерел. По цій кількості визначаються статистичні характеристики пеленгації для поточного

місця розташування джерел в адаптивних умовах (включеної радіокнопці "По оцінці КМ" і записаних даних у полі "Об'єм навчаючої вибірки").

1.4.1.2.4 Секція "Графіки"

Секція (рис. 1.22) призначена для вибору режимів виводу графіків, що ілюструють ефективність пеленгації "надрозділяючими" алгоритмами СА.

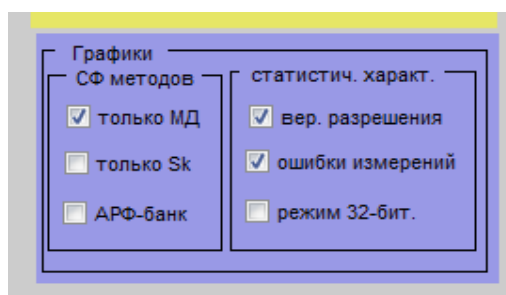


Рисунок 1.22 – Секція "Параметри сканування"

Як показники ефективності виступають імовірність правильного розділення джерел і помилки вимірювання їх координат.

При натиснутих радіокнопках "по відомій КМ" і "задати діапазон значень" або "задати точні значення" виводяться залежності ймовірності (P) ухвалення рішення про число (n) джерел і функції розподілу ($F(x)$) помилок вимірювань азимута й кута місця джерел ШВ алгоритмами Кейпона, Sk і АРФ – банку зі стратегією "3 із 9" і "5 із 9". При натиснутих радіокнопках "по оцінці КМ" і "задати діапазон значень" або "задати точні значення" замість функцій розподілів виводяться помилки (з імовірністю не нижче 0.9) вимірювання однієї з координат джерел.

Для контролю розрахунку показників якості пеленгації передбачено вивід в окреме графічне вікно спектральних функцій (СФ) "надрозділяючих" алгоритмів СА для кожної комбінації координат джерел. Для цього необхідно встановити прапорець у відповідному полі підсекції "СФ методів". Якщо прапорець установлений у поле "тільки МД" або "тільки Sk", то виводяться тільки СФ методів Кейпона й Sk. При активованому полі "АРФ – банк" виводяться СФ алгоритмів, включених в АРФ – банк.

Поле "режим 32-біт" автоматично активується при виборі цього режиму в секції "Умови моделювання". При цьому в додатковому графічному вікні виводяться графіки статистичних характеристик пеленгації в режимі 32-бітної точності. Заборонити вивід графіків можна примусово, знявши прапорець у поле "режим 32-біт".

1.4.1.2.5 Секція "Робота з початковими даними"

Секція (рис. 1.23) призначена для керування редагуванням вихідних даних і запуском режиму розрахунків.

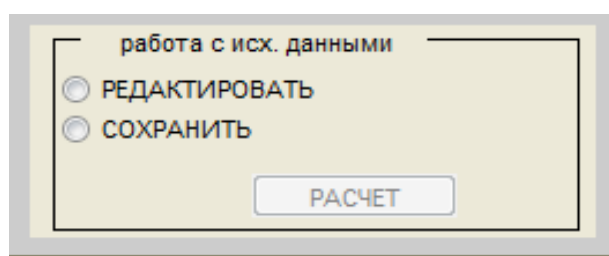


Рисунок 1.23– Секція "Робота з початковими даними"

При натиснутій кнопці "РЕДАГУВАННЯ" з'являється контекстне меню (рис. 1.24) вибору даних про координати джерел.

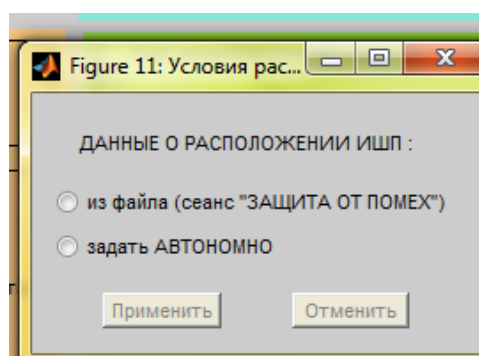


Рисунок 1.24 – Контекстне меню секції "Робота з початковими даними"

При виборі опції "із файлу (сеанс "ЗАХИСТ ВІД ПЕРЕШКОД")" використовуються координати джерел, згенеровані підпрограмою моделювання "Ефективність адаптивних алгоритмів обробки сигналів на тлі зовнішніх шумових випромінювань". Їх використання дозволяє імітувати паралельну роботу пристроїв

захисту від джерел і їх пеленгації. При цьому доступні для редагування всі секції, крім секції "ПАРАМЕТРИ ДШП".

При виборі опції "із файлу (сеанс "задати АВТОНОМНО")" активні всі секції ГОЛОВНОГО МЕНЮ. Користувач може змінити умови й параметри генерування координат джерел і інші параметри моделювання.

Після введення всіх параметрів необхідно натиснути кнопку "ЗБЕРЕГТИ". При цьому параметри перевіряються на коректність завдання й зберігаються у файлі даних. При виникненні помилки спливає контекстне меню (рис. 1.25) із вказівкою місця помилки. Для усунення помилки необхідно натиснути кнопку "РЕДАГУВАТИ" і зробити необхідні зміни в параметрах вихідних даних.

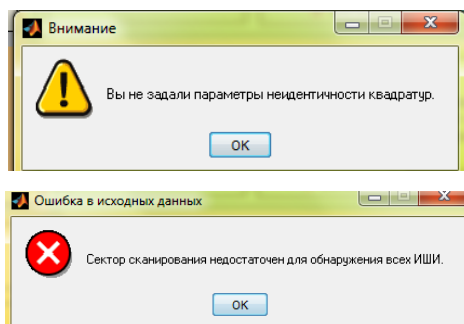


Рисунок 1.25 – Контекстні меню помилок

Після введення всіх параметрів і їх перевірки стає доступною кнопка "РОЗРАХУНОК". При її натисканні розраховуються й виводяться графіки статистичних характеристик ефективності системи пеленгації ТИНШП.

1.4.1.2.6 Секція "Поточні оцінки"

Призначена для виводу поточних оцінок координат джерел методами Кейпона, Sk і Арф-Банком по стратегії "3 із 9". Зовнішній вигляд секції показаний на рис. 1.26. Значення згенерованих координат джерел, заданих за даними секції "ПАРАМЕТРИ ДШП", виводяться у вікна виводу "Точні значення". Поточні (по кожній ітерації) результати оцінювання відображаються у вікнах виводу "Поточні оцінки".

ТОЧНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ		ТЕКУЩИЕ ОЦЕНКИ	
азимуты:	азимуты:	МД:	углы места:
[-1.82,-0.4]	[-1.87,-0.37]		[2.13,-2.87]
углы места:		Sk:	
[2.14,-2.87]	[-1.87,-0.37]		[2.13,-2.87]
		АРФ-03:	
	[-1.87,-0.37]		[2.13,-2.87]

Рисунок 1.26 – Зовнішній вигляд секції "Поточні значення"

Інформації, виведеною секцією, досить для визначення поточних помилок пеленгації методами Кейпона, Sk і АРФ – банком по стратегії “3 із 9”. Статистичні характеристики пеленгації (імовірність правильного розділення, помилки вимірювань) формуються по всіх ітераціях і докладно розглядаються в п. 1.4.3.

1.4.1.2.7 Секція "Параметр розділення"

Секція рис. 1.27 складається з одного вікна введення даних, у яке записується бажане значення “глибини провалу” між сусідніми максимумами.

параметр
разрешения:

2

Рисунок 1.27 – Секція "Параметр розділення"

1.4.1.2.8 Приклади введення вихідних даних і розрахунку характеристик пеленгації

Приклад 1. Потрібно розрахувати ймовірність розділення 3-х джерел із сумарною потужністю 30 дБ, точність вимірювань їх координат по 100 довільних розташуваннях джерел поза головним променем ДСА в діапазоні координат $-3...3$ град при відомій КМ вхідних дій.

Рішення.

У контекстному меню секції “Робота з початковими даними” (рис. 1.23) вибрати “задати АВТОНОМНО”, у головному меню програми (рис. 1.18)

активувати кнопку “РЕДАГУВАТИ” і в секції “ПАРАМЕТРИ ДШП”, “Умови моделювання” увести дані відповідно до умов моделювання¹. Зняти прапорці в секції “Урахування неідентичностей характеристик каналів приймання”. У секції “Графіки” установити прапорці в полях “Вір. розділення”, “Помилки вимірювань”. Активізувати кнопку “ЗБЕРЕГТИ”. По закінченні введення даних головне меню програми (рис. 1.18) перетвориться до виду рис. 1.28.

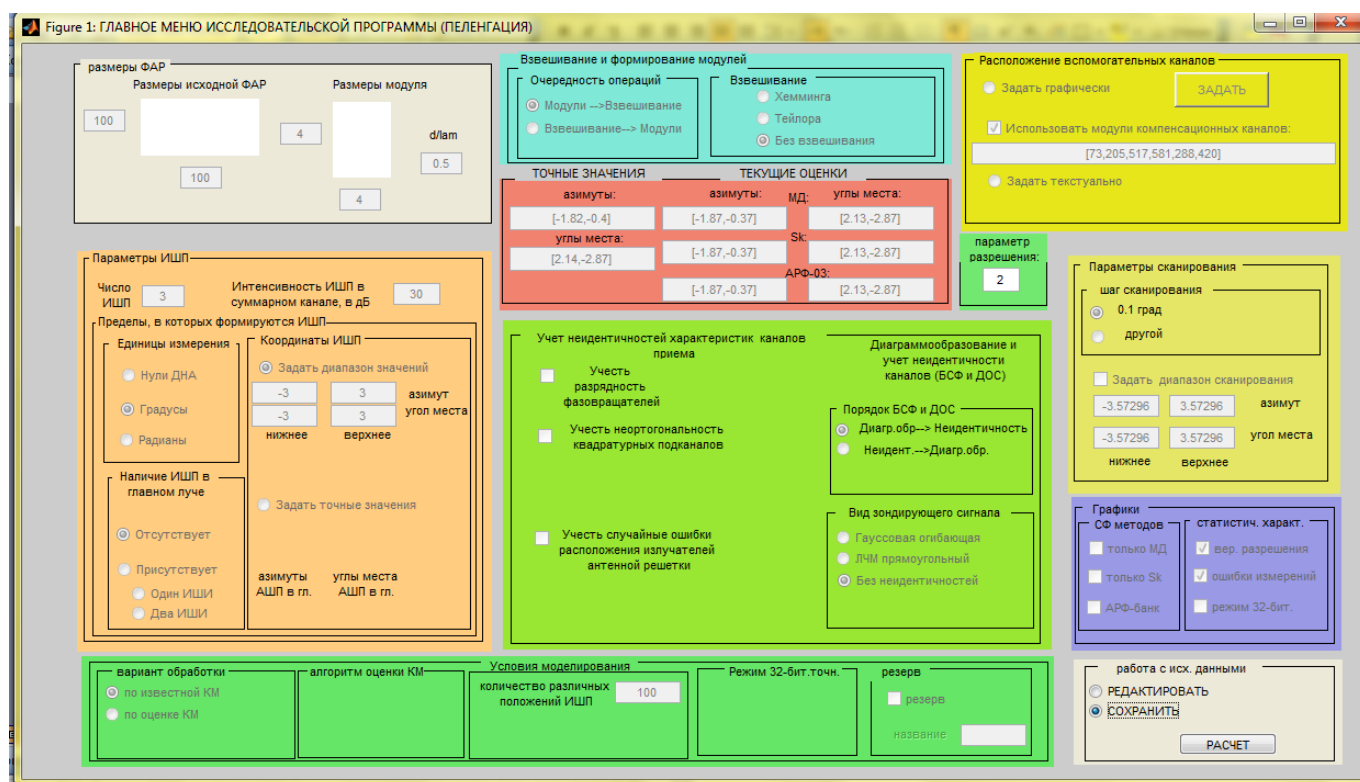


Рисунок 1.28 – Вікно головного меню для умов прикладу 1

Розрахунки починаються після натискання кнопки “РОЗРАХУНОК”. При цьому в секції "Поточні оцінки" відображаються поточні точні значення координат джерел і їх оцінки по кожному із 100 положень.

Результати розрахунків виводяться у вікно відображення рис. 1.29. У вікна 1,3,5,7 виводяться ймовірності ухвалення рішення про число джерел (число зазначене по осі абсцис і продубльовано відповідними кольорами) при їх істинній кількості $n = 3$ відповідно методом Кейпона, Sk, APФ – банком по стратегії “3 із 9” і “5 із 9”.

¹ Якщо вікно меню секції “Робота з початковими даними” не сплигло, то безпосередньо активізувати кнопку “РЕДАГУВАТИ”

Для цих методів у вікна 2,4,6,8 виводяться функції розподілу помилок вимірювань азимута (зелені криві) і кута місця (сині криві).

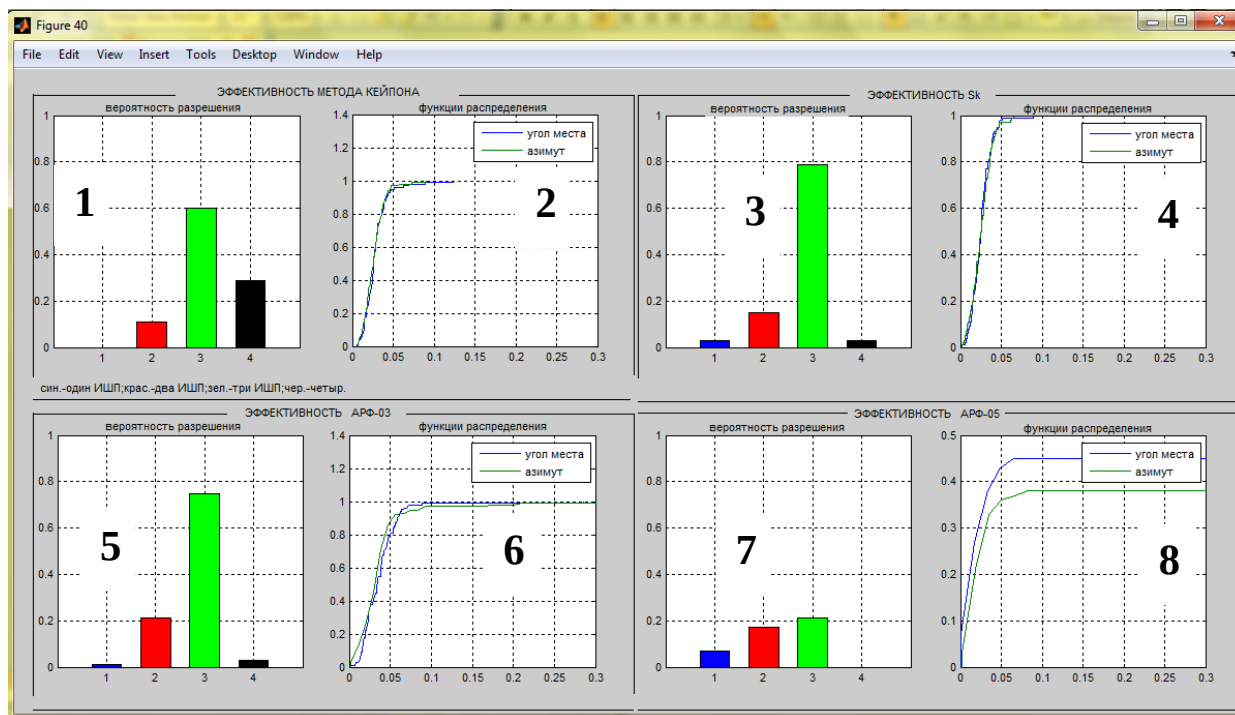


Рисунок 1.29 – Вікно відображення результатів моделювання

Приклад 2. Потрібно розрахувати ймовірність розділення 4-х джерел (один із них у головному промені ДСА) із сумарною потужністю 30 дБ, точність вимірювань їх координат по 10 довільних розташуваннях у діапазоні координат $-4..4$ град по 40-а максимально правдоподібних оцінках КМ вхідних дій, при дискретності ФО $\nu = 5$, паразитних набігах фаз із дисперсіями 25, 100, відсутності амплітудних неідентичностей квадратур ФД і відсутності нееквідистантності елементів ФАР. Оцінки КМ формуються по пакету векторів вхідних дій розміру $K = 150$.

Рішення. У контекстному меню секції “Робота з початковими даними” (рис. 1.23) вибрати “задати АВТОНОМНО”, у головному меню програми (рис. 1.18) активувати кнопку “Редагувати” і в секції “ПАРАМЕТРИ ДШП”, “Умови моделювання”, “Урахування неідентичностей характеристик каналів приймання”² увести дані відповідно до умов моделювання. У секції “Графіки” установити прапорці в полях “Імов. розділення”, “Помилки вимірювань”. Активізувати кнопку “ЗБЕРЕГТИ”. По закінченні введення даних головне меню програми (рис. 1.18) перетвориться до виду рис. 1.30.

² Уведення у квадратних дужках: [25 100]

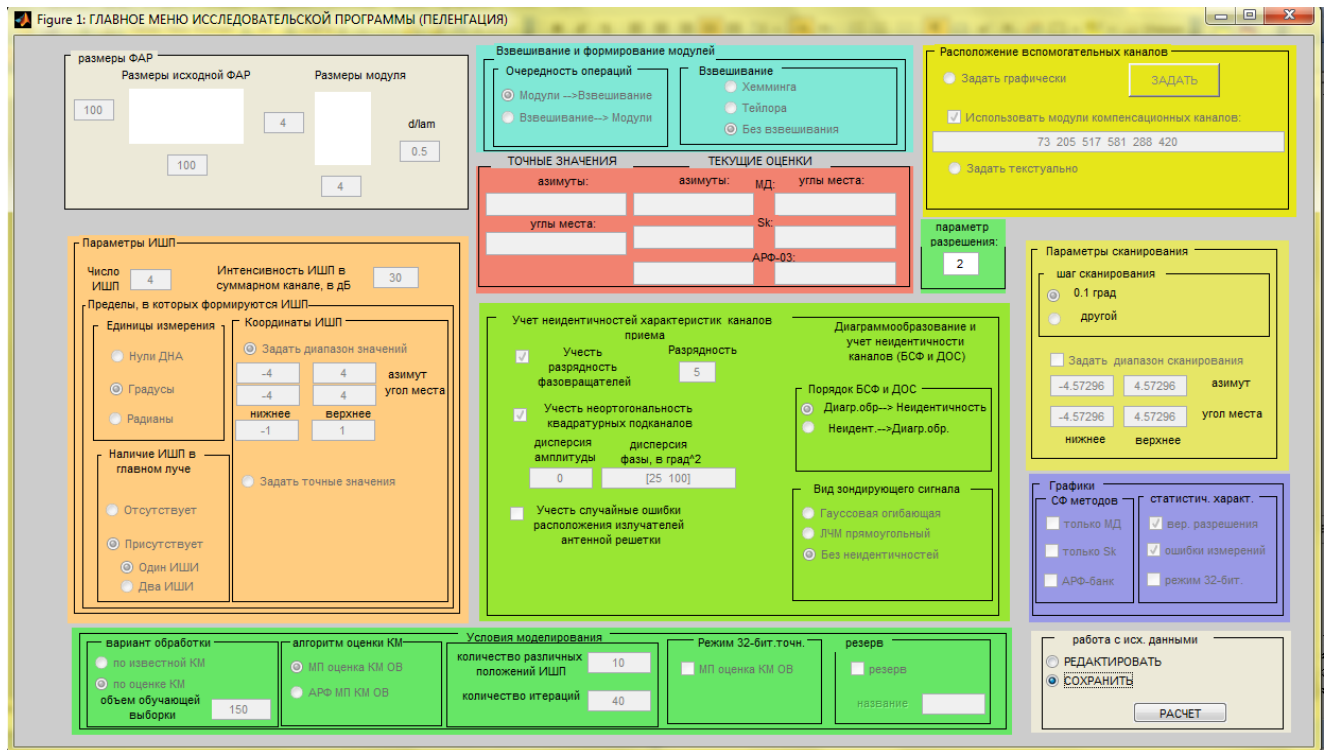


Рисунок 1.30 – Вікно головного меню для умов приклада 2

Розрахунки починаються після натискання кнопки “РОЗРАХУНОК”. При цьому в секції "Поточні оцінки" відображаються поточні точні значення координат джерел і їх оцінки по кожній з 40-а ітерації для кожного з 10 положень. Результати розрахунків виводяться у вікно відображення рис. 1.31.

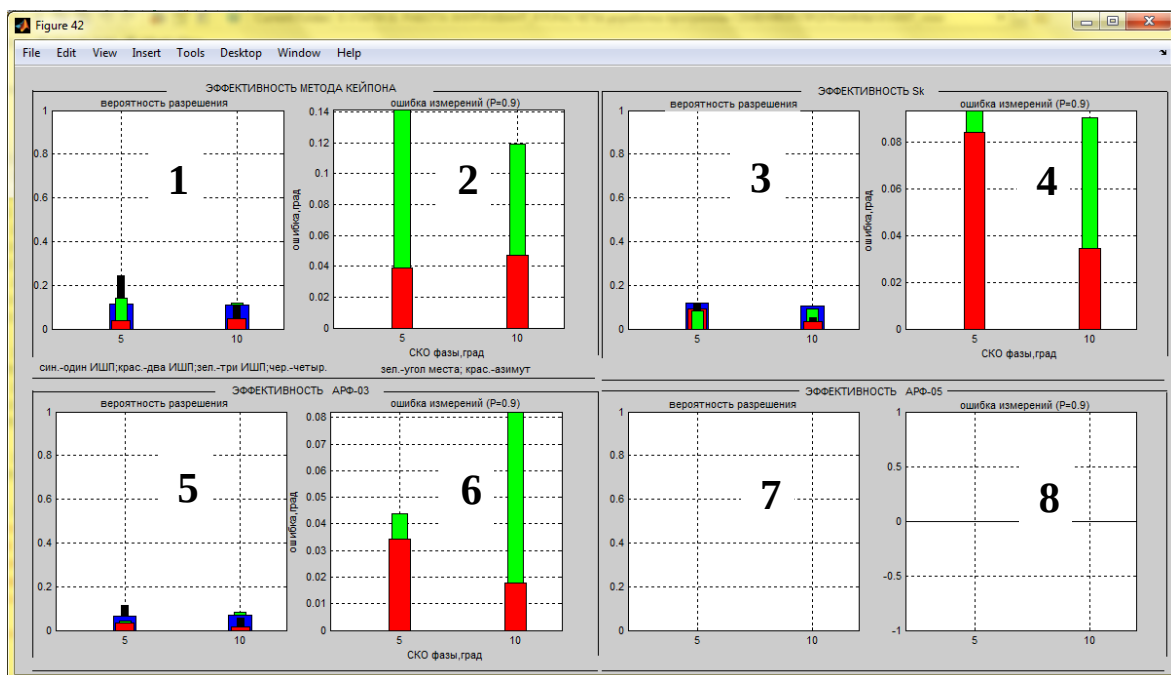


Рисунок 1.31 – Вікно відображення результатів моделювання

У вікна 1,3,5,7 виводяться ймовірності ухвалення рішення про число джерел (число джерел закодоване кольором) при їх істинній кількості $n = 4$ відповідно методом Кейпона, Sk, Арф-Банком по стратегії “3 із 9” і “5 із 9”. Для цих методів у вікна 2,4,6,8 виводяться середні (з імовірністю 0.9) помилки вимірювань азимута (стовпець червоного кольору) і кута місця (стовпець зеленого кольору).

По осі абсцис на всіх графіках відкладені значення СКП паразитного набігу фаз.

1.4.2 Програма реалізації алгоритмів пеленгації

У підрозділі описується програма, що реалізує "надрозділяючі" алгоритми спектрального аналізу (А), покладені в основу системи пеленгації джерел у РЛС із двовимірною плоскою ФАР.

1.4.2.1 Ідентифікатори параметрів

У програмному продукті використані ідентифікатори параметрів і величин, зазначені в табл. 1.5.

Таблиця 1.5. Використовувані ідентифікатори

№	ідентифікатор		опис
1.	N	—	розмір антени по осі Y
2.	M	—	розмір антени по осі X
3.	K	—	розмір модуля по осі Y
4.	L	—	розмір модуля по осі X
5.	d_{lam}	—	відношення відстані між сусідніми випромінювачами ФАР до довжини хвилі
6.	de_{um}	—	ширина ДС за кутом місця, град
7.	de_{az}	—	ширина ДС за азимутом, град

8.	<i>wmmw</i>	–	вибір послідовності: 'MW'– модулі – зважування; 'WM'-Зважування - модулі;
9.	<i>wght</i>	–	вибір алгоритму зважування АФР: 'none', 'Tey'-Тейлор, 'Hem'-Хеминг
10.	<i>dnnd</i>	–	вибір послідовності: 'nid_aux' – уведення неідентичностей – формування каналів; 'aux_nid' – формування каналів – уведення неідентичностей
11.	<i>mtch</i>	–	вибір вектора формування основного каналу: 'match'; 'white'; 'inv'
12.	<i>noid</i>	–	вибір неідентичності по типі зондувального сигналу: 'Gauss_Simple' – гауссівська огибаюча 'wonin' – без неідентичності.
13.	<i>dispers</i>	–	дисперсія неідентичності при noid= 'Gauss_Simple'
14.	<i>aza</i>	–	азимут максимуму головного пелюстка, град
15.	<i>uma</i>	–	кут місця максимуму головного пелюстка, град
16.	<i>azs</i>	–	азимут мети, град
17.	<i>ums</i>	–	кут місця мети, град
18.	<i>discr_ok</i>	–	ознака дискретності фазообертачів
19.	<i>dphi</i>	–	дискретність зміни фази фазообертачів
20.	<i>rp_ok</i>	–	ознака урахування нееквідистантності положення елементів в АР
21.	<i>var_rp</i>	–	дисперсія положення елемента в АР
22.	<i>kvn_ok</i>	–	ознака урахування неідентичності квадратурних складових каналів
23.	<i>kvn_phs_var</i>	–	дисперсія фазовий складових, град
24.	<i>kvn_amp_var</i>	–	дисперсія амплітудних складових
25.	<i>var_auxch</i>	–	вектор номерів модулів ФАР, що формують компенсаційні канали системи захисту від ТАТ
26.	<i>npost</i>	–	число джерел

27.	<i>intes</i>	–	інтенсивність ШИ в основному каналі, дБ
28.	<i>delta_min</i>	–	мінімально припустима відстань між джерелами по координатах, град
29.	<i>variant_raspolo</i>	–	варіант розташування джерел: 1 – джерело в бічних пелюстках; 2 – одне джерело в головному, друге у першій бічній пелюстці; 3 – обоє в головному
30.	<i>az_min0</i>	–	нижня межа діапазону значень азимутів джерел у головному промені, град
31.	<i>az_max0</i>	–	верхня межа діапазону значень азимутів джерел у головному промені, град
32.	<i>um_min0</i>	–	нижня межа діапазону значень кутів місця джерел у головному промені, град
33.	<i>um_max0</i>	–	верхня межа діапазону значень кутів місця джерел у головному промені, град
34.	<i>azl</i>	–	нижня межа діапазону значень азимутів джерел поза головним променем, град
35.	<i>azu</i>	–	верхня межа діапазону значень азимутів джерел поза головним променем, град
36.	<i>uml</i>	–	нижня межа діапазону значень кутів місця джерел поза головним променем, град
37.	<i>umu</i>	–	верхня межа діапазону значень кутів місця джерел поза головним променем, град
38.	<i>ddd</i>	–	крок сканування простору по координатах, град
39.	<i>az_ck0</i>	–	нижня межа сканування за азимутом, град
40.	<i>az_ck1</i>	–	верхня межа сканування за азимутом, град
41.	<i>um_ck0</i>	–	нижня межа сканування за кутом місця, град
42.	<i>um_ck1</i>	–	верхня межа сканування за кутом місця, град
43.	<i>um3</i>	–	вектор кутів сканування в кутомісцевій площини, рад
44.	<i>az3</i>	–	вектор кутів сканування в азимутальній площині, рад

45.	<i>kappa</i>	–	відношення числа “включених (починаючи з першого)” відводів АРФ до загального числа відводів
46.	<i>porog</i>	–	відношення максимуму СФ до мінімуму
47.	<i>prev</i>	–	рівень перевищення порога над шумами
48.	<i>m_N_ARF</i>	–	вектор варіантів стратегій пеленгації АРФ-банком
49.	<i>g_MD</i>	–	вивід графіків СФ алгоритму Кейпона по поточних реалізаціях
50.	<i>g_Sk</i>	–	вивід графіків СФ алгоритму Sk по поточних реалізаціях
51.	<i>g_ARF</i>	–	вивід графіків СФ алгоритмів АРФ-банку по поточних реалізаціях
52.	<i>g_V</i>	–	вивід графіків імовірностей правильного розпізнавання числа джерел
53.	<i>g_os</i>	–	вивід графіків помилок пеленгації
54.	<i>Nr</i>	–	кількість положень джерел, що моделюються
55.	<i>pr_KM</i>	–	ознака роботи з точною матрицею
56.	<i>mp_ov_ok</i>	–	ознака використання максимально правдоподібних оцінок КМ загального виду (ЗВ)
57.	<i>ov_alf_ok</i>	–	ознака використання максимально правдоподібних оцінок КМ, сформованих АРФ
58.	<i>K_{max}</i>	–	об’єм навчаючої вибірки
59.	<i>Nrr</i>	–	кількість ітерацій для кожного з положень джерел
60.	<i>coords</i>	–	поточні координати джерел

1.4.2.2 Опис процедур програми

1.4.2.2.1. Процедура *vect_skan.m* формує матрицю $\mathbf{XX}(\alpha)$ векторів “пошуку” у крапках α , заданих ідентифікаторами 43, 44 для умов, заданих ідентифікаторами 1–5, 8, 18, 19 табл. 1.5.

Вихідний параметр – $(M / L \times M / K) \times (\text{size}(\text{um3}) \cdot \text{size}(\text{az3}))$ матриця **XX**.

1.4.2.2.2 Процедура *vect_PAP.m* формує матрицю **Ujwm**, вектори якої описують випромінювання джерел з координатами, заданими ідентифікатором 60, для умов, заданих ідентифікаторами 1–5, 20, 8, 9.

Вихідний параметр – матриця **Ujwm** розміру $(M / L \times M / K) \times n_{\text{pos}}$.

1.4.2.2.3 Процедура *kAFR_sjwm.m* формує матрицю **Fnoisewm** внутрішніх шумів каналів для умов, заданих ідентифікаторами 1–5, 8, 9.

Вихідний параметр – матриця **Fnoisewm**.

1.4.2.2.4 Процедура *CM_nddn_mod.m* формує КМ внутрішніх шумів, ШВ сумарного каналу для умов, що задаються **Ujwm**, **Fnoisewm** і ідентифікаторами 10–13, 25.

Вихідні параметри:

F_{nv} і F_{jv} – КМ внутрішніх шумів каналів приймання й ШВ відповідно розміру $(N_{\text{comp}} + 1) \times (N_{\text{comp}} + 1)$, де $N_{\text{comp}} = \text{size}(\text{var\_auxch})$;

E_v – матриця ДУС розміру $(\text{size}(\text{var\_auxch})) \times (\text{size}(\text{var\_auxch}))$.

При наявності ознаки неортогональності й розходження коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів (ідентифікатор 22), матриці F_{jv} , F_{nv} трансформуються.

1.4.2.2.5 КМ **F_MR2** суміші сигналів джерел і внутрішніх шумів пеленгаційних каналів формуються безпосередньо із КМ F_{jv} і F_{nv} по формулі:

$$\mathbf{F\_MR2} = \mathbf{F_{jv}}(2:\text{end}, 2:\text{end}) + \mathbf{F_{nv}}(2:\text{end}, 2:\text{end}).$$

Набір векторів сканування для обраного варіанта модулів (ідентифікатор 22) виходить із матриці **XX(a)** по формулі:

$$\mathbf{XXv1(a)} = \mathbf{E_v}^* \cdot \mathbf{XX(a)},$$

де $(*)$ – символ транспонування й комплексного спряження.

1.4.2.2.6 Процедура *KM_0.m* формує оцінку КМ **F_MR2** виду, заданого ідентифікаторами 56 або 57, по кожній з T ($N_{\text{comp}} \times K_{\text{max}}$) матриць (пакетів)

$\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^{K_{\text{max}}}$, складених з K_{max} випадкових комплексних N_{comp} – вимірних векторів

$\mathbf{y} = \{y_{\ell}^{(i)}\}_{\ell=1}^{N_{comp}}$ з кореляційними зв'язками, заданими КМ $\mathbf{F\_MR2}$, по навчаючий вибірці розміру K_{max} .

Пакет $\mathbf{Y}$ формується по вираженню [64]

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{\Xi}, \quad (1.50)$$

де $\mathbf{\Gamma} - N_{comp} \times N_{comp}$ лівий “корінь” КМ $\mathbf{F\_MR2}$, що задовольняє рівності

$$\mathbf{F\_MR2} = \mathbf{\Phi} = \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{\Gamma}^*, \quad (1.51)$$

а $\mathbf{\Xi}$ – матриця з K_{max} випадкових гауссівських взаємно незалежних векторів

$$\xi_i = \{\xi_{\ell}^{(i)}\}_{\ell=1}^{N_{comp}}, \quad \overline{\xi_i \cdot \xi_j^*} = \mathbf{0}, \quad i \neq j, \quad \overline{\xi_i \cdot \xi_i^*} = \mathbf{I}, \quad i, j \in 1, K_{max}, \quad (1.52)$$

з нульовими векторами середніх значень і однаковою (одиничною) дисперсією своїх елементів, які генеруються датчиками випадкових чисел.

У більшості випадків використовується МП оцінка КМ загального виду (3В) [7, 8]

$$\hat{\mathbf{\Phi}} = \frac{1}{N} \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \mathbf{Y} \mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^{K_{max}} \mathbf{y}_i \mathbf{y}_i^*. \quad (1.53)$$

Програмне забезпечення передбачає й інші оцінки: МП оцінку КМ 3В на основі АРФ, діагонально регуляризовану МП оцінку КМ 3В. Відповідні оцінки будуються на єдиній структурно-алгоритмічній основі АРФ.

1.4.2.2.7 Процедура *spektr.m* формує СФ ”наддрозділяючих” методів СА за методикою, яка реалізується по наступному алгоритмі:

1. Обчислюється матриця ($\mathbf{PSI}$), обернена КМ суміші зовнішніх ШИ й внутрішніх шумів компенсаційних каналів ($\mathbf{F\_MR2}$).

2. Обчислюються нижній ($\mathbf{H}$) і верхній ($\mathbf{N}^*$) трикутні $N_{comp} \times N_{comp}$ матриці – співмножники матриці

$$\mathbf{PSI} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^* = \mathbf{F\_MR2}^{-1}, \quad (1.54)$$

оберненої КМ.

3. Обчислюються вихідні вектори АРФ

$$\mathbf{SP} = \mathbf{p} = \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{x}(\alpha), \quad (1.55a)$$

$$\mathbf{S}\mathbf{Q} = \mathbf{q} = \widehat{\mathbf{N}}^* \cdot \mathbf{x}(\boldsymbol{\alpha}), \quad (1.556)$$

сформовані в результаті перетворення в ньому ($M = \text{size}(\text{var\_auxch})$) – вимірних векторів "пошуку" $\mathbf{x}(\boldsymbol{\alpha})$.

4. Формуються СФ довільних методів СА:

$$S^{(1)}(\boldsymbol{\alpha}) = s_{\text{МД}}(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{1}{\sum_{m=1}^M |p_m(\boldsymbol{\alpha})|^2} = \text{spARFalg}(1, \boldsymbol{\alpha}), \quad (1.56a)$$

$$S^{(2)}(\boldsymbol{\alpha}) = s_{\text{ME2}}(\boldsymbol{\alpha}) = 1/|q_1(\boldsymbol{\alpha})|^2 = \text{spARFalg}(2, \boldsymbol{\alpha}), \quad (1.566)$$

$$S^{(3)}(\boldsymbol{\alpha}) = s_{\text{ME1}}(\boldsymbol{\alpha}) = 1/|p_M(\boldsymbol{\alpha})|^2 = \text{spARFalg}(3, \boldsymbol{\alpha}), \quad (1.56b)$$

$$S^{(4)}(\boldsymbol{\alpha}, \chi) = S_{\text{МАК}}(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{\mathbf{p}^* \cdot \mathbf{p}}{\mathbf{p}_{\text{пр}}^*(\chi_1) \cdot \mathbf{p}_{\text{пр}}(\chi_1)} = \text{spARFalg}(4, \boldsymbol{\alpha}), \quad (1.56r)$$

$$S^{(\ell)}(\boldsymbol{\alpha}, \chi) = \frac{\mathbf{p}^*(\chi_i) \cdot \mathbf{p}(\chi_i)}{\mathbf{p}_{\text{пр}}^*(\chi_j) \cdot \mathbf{p}_{\text{пр}}(\chi_j)} = \text{spARFalg}(\ell, \boldsymbol{\alpha}), \quad i, j \in 1, 2; \ell \in 5, 9, 10, 19, \quad (1.56d)$$

$$S^{(6)}(\boldsymbol{\alpha}, \chi) = \frac{\mathbf{p}^* \cdot \mathbf{p}}{\mathbf{p}^*(\chi_1) \cdot \mathbf{p}(\chi_1)} = \text{spARFalg}(6, \boldsymbol{\alpha}), \quad (1.56e)$$

$$S^{(6+i)}(\boldsymbol{\alpha}, \chi) = \left(\mathbf{q}_{\text{пр}}^*(\chi_i) \cdot \mathbf{q}_{\text{пр}}(\chi_i) \right)^{-1} = \text{spARFalg}(6+i, \boldsymbol{\alpha}), \quad i \in 1, 2, \quad (1.56ж)$$

$$S^{(10+i)}(\boldsymbol{\alpha}, \chi) = \frac{\mathbf{q}_{\text{пр}}^*(\chi_i) \cdot \mathbf{q}_{\text{пр}}(\chi_i)}{\mathbf{q}^*(\chi_i) \cdot \mathbf{q}(\chi_i)} = \text{spARFalg}(10+i, \boldsymbol{\alpha}), \quad i \in 1, 2, \quad (1.56з)$$

$$S^{(13)}(\boldsymbol{\alpha}) = s_{\text{МД}}(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{1}{\sum_{m=1}^M |q_m(\boldsymbol{\alpha})|^2} = \text{spARFalg}(13, \boldsymbol{\alpha}), \quad (1.56i)$$

$$S^{(14)}(\boldsymbol{\alpha}) = \tilde{C}_K(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{\mathbf{p}^*(\chi_2) \cdot \mathbf{p}(\chi_2) + \mathbf{q}^*(\chi_2) \cdot \mathbf{q}(\chi_2)}{\mathbf{p}_{\text{пр}}^*(\chi_2) \cdot \mathbf{p}_{\text{пр}}(\chi_2) + \mathbf{q}_{\text{пр}}^*(\chi_2) \cdot \mathbf{q}_{\text{пр}}(\chi_2)} = \text{spARFalg}(14, \boldsymbol{\alpha}), \quad (1.56к)$$

$$S^{(14+i)}(\boldsymbol{\alpha}, \chi) = \frac{2 \cdot \mathbf{p}^* \cdot \mathbf{p}}{\mathbf{p}_{\text{пр}}^*(\chi_i) \cdot \mathbf{p}_{\text{пр}}(\chi_i) + \mathbf{q}_{\text{пр}}^*(\chi_i) \cdot \mathbf{q}_{\text{пр}}(\chi_i)} = \text{spARFalg}(14+i, \boldsymbol{\alpha}), \quad i \in 1, 2, \quad (1.56л)$$

$$S^{(17)}(\alpha, \chi) = S_{CP}(\alpha) = \frac{2}{\mathbf{p}_{\text{пр}}^*(\chi_1) \cdot \mathbf{p}_{\text{пр}}(\chi_1) + \mathbf{q}_{\text{пр}}^*(\chi_1) \cdot \mathbf{q}_{\text{пр}}(\chi_1)} = \text{spARFalg}(17, \alpha), \quad (1.56\text{м})$$

$$S^{(18)}(\alpha) = S_{CT}(\alpha) = \mathbf{XXv1}(:, \alpha)^* \cdot \mathbf{F\_MR2} \cdot \mathbf{XXv1}(:, \alpha) = \text{spARFalg}(18, \alpha), \quad (1.56\text{н})$$

Через $\mathbf{p}(\chi) = \{p_m\}_{m=1}^{\chi}$ і $\mathbf{q}(\chi) = \{q_m\}_{m=M-\chi+1}^M$ тут позначені χ -вимірні підвектори, утворені першими $\chi \in 1, M-1$ елементами вектора $\mathbf{p}$ (1.55а) і останніми χ компонентами вектора $\mathbf{q}$ (1.55б), а через $\mathbf{p}_{\text{пр}}(\chi) = \{p_m\}_{m=1+\chi}^M$ і $\mathbf{q}_{\text{пр}}(\chi) = \{q_m\}_{m=1}^{M-\chi}$ – $(M-\chi)$ -вимірні підвектори з інших елементів цих векторів. Параметр χ задається значеннями ідентифікатора (45) Табл. 1. У розрахунках використані 2 значення цього параметра: $\chi = 0.5$, $\chi = 0.75$.

Пункт 4 методики реалізується убудованою процедурою *modsp_komb_met_*. Значення СФ методів СА, що моделюються, зведені у відповідні рядки матриці спектрів **spARFalg**, що є вихідним параметром процедур *spektr.m* і *modsp_komb_met_*.

1.4.2.2.8 Процедура *mod_porog.m* формує граничні $S_s^{(i)}$ ($i \in 1, N$) значення, що коректують СФ $S^{(i)}(\ell)$ N методів СА для виключення помилкових пеленгів.

Поріг $S_s^{(i)}$ формується по КМ **F_MR2** суміші внутрішнього шуму приймача й ШВ для поточної процедури пеленгації як середнє значення СФ:

$$S_s^{(i)} = \frac{1}{L} \sum_{\ell}^L S^{(i)}(\ell), \quad (1.57)$$

де $L = \text{length}(\mathbf{XXv1}(1,:))$ – кількість кутів сканування.

Вихідний параметр – вектор **porog_PVSA_var** з елементами $S_s^{(i)}$.

Матриця **spARFalg** СФ методів СА й вектор **porog_PVSA_var** є основними вхідними параметрами програми формування й відображення показників якості системи пеленгації джерел. У наступному підрозділі розглядаються процедури цієї програми.

1.4.3. Програма формування і відображення показників якості системи пеленгації

Програмою розраховуються й відображаються статистичні характеристики якості алгоритмів СА, отримані по емпіричним щільностям (гістограмам) і функціях розподілу випадкових величин

а) параметр "глибини провалу" оціночної СФ $\hat{S}(\mathbf{a})$

$$\hat{\gamma} = \frac{\hat{S}(\mathbf{a}_{l_{\max}})}{\hat{S}(\mathbf{a}_{cp})}, \quad (1.58)$$

де $\hat{S}(\mathbf{a}_{l_{\max}})$ – оцінні значення СФ у крапці l -го максимуму; $\hat{S}(\mathbf{a}_{cp})$ – оцінне значення СФ у точці мінімуму між l -м и $(l+1)$ -м максимумами;

б) середня помилка

$$\delta\zeta = \frac{1}{\ell} \sum_{n=1}^l |\hat{\zeta}_n - \zeta_n| \quad (1.59)$$

вимірювання положення максимумів СФ (окремо по кожній координаті), де $\zeta_1 \dots \zeta_l$ – істинні значення "координат" джерел; $\hat{\zeta}_n$ – координата n -го максимуму відповідної оціночної СФ при виконанні умов поділу ($\hat{\gamma} \geq \gamma_0$) за критерієм Релея.

Емпіричні щільності розподілу параметрів (1.58), (1.59) формуються за результатами статистичної обробки T – вимірної вибірки відповідних випадкових величин стандартними методиками математичної статистики.

1.4.3.1 Опис процедур програми

1.4.3.1.1 Процедура *peleleng_metod.m* формує дані про число розпізнаних джерел (ідентифікатор *bnn*), помилках вимірювання їх кута місця (ідентифікатор *deps_cp*) і азимута (ідентифікатор *dbet_cp*) для i -го методу СА по СФ $\mathbf{S}_k^{(i)}$, сформованої для поточного положення джерел і умов, що задаються ідентифікаторами 1–12, 18, 25–29, 59.

Процедура складається із вкладених процедур *modt_matr_max_porog.m*, *modt_matr_koor.m*, *mod_osib.m*.

1.4.3.1.1.1 СФ обробляються в процедурі *modt_matr_max_porog.m* по ряду правил при наступних допущеннях:

1. Відношення γ_0 сусідніх максимумів СФ до мінімуму між ними – 3 дБ.
2. Покладається, що число джерел апріорі невідомо, але в межах головного променя ДС антени їх може бути не більше 3-х.

Максимуми СФ, що задовольняють критерію Релея (1.58), визначаються за наступними правилами.

1. Формована СФ $S^{(i)}(\ell)$ представляється у вигляді матриці $\mathbf{Z}^{(i)}$ розміру $P \times Q$, де P, Q – кількість кутів сканування в кутомісцевій і азимутальній площинах відповідно. Значення $z_{pq}^{(i)}$ матриці $\mathbf{Z}^{(i)}$ відповідає значенню СФ i -го методу для комбінації кутів ε_p і β_q , що задаються ідентифікаторами 43, 44.

2. СФ коректуються за рівнем шумів

$$S_{k1}^{(i)}(\ell) = \begin{cases} S^{(i)}(\ell), & S^{(i)}(\ell) \geq S_0^{(i)}, \\ S_0^{(i)}, & S^{(i)}(\ell) < S_0^{(i)} \end{cases} \quad (1.60a)$$

і середньому значенню СФ

$$S_k^{(i)}(\ell) = \begin{cases} S_{k1}^{(i)}(\ell), & S_{k1}^{(i)}(\ell) \geq S_s^{(i)}, \\ S_s^{(i)}, & S_{k1}^{(i)}(\ell) < S_s^{(i)}, \end{cases} \quad (1.60b)$$

де $S_0^{(i)}$ й $S_s^{(i)}$ – пороги для i -го методу.

Поріг $S_0^{(i)}$ для гіпотетичної ситуації відомої КМ формується по КМ $\Phi = \mathbf{I}$ і дорівнює $S_0^{(i)} = S^{(i)}(\alpha_0)$, де $\alpha_0 = (\varepsilon_0, \beta_0)$ – будь-яка фіксована пара кутів.

Поріг $S_0^{(i)}$ для СА в адаптивній ситуації визначається окремо, оскільки є функцією від M та K . Для цього формується Nrr $M \times K$ “шумових” пакетів і по них визначаються Nrr випадкових величин $\hat{S}^{(i)}(\alpha_0)$. Поріг $S_0^{(i)}$ відповідає значенню $x = x_0$ функції розподілу $F(x)$ випадкової величини $\hat{S}^{(i)}(\alpha_0)$, при якій $F(x_0) = 1 - F$,

де F – заданий рівень “хибної тривоги”. Сама $F(x)$ формується статистичною обробкою набору $\hat{S}^{(i)}(\alpha_0)$.

Поріг $S_s^{(i)}$ формується по КМ Φ ($\hat{\Phi}$) суміші внутрішнього шуму приймача й випромінювань ДШВ для поточної процедури пеленгації як середнє СФ:

$$S_s^{(i)} = \frac{1}{L} \sum_{\ell} S^{(i)}(\alpha_{\ell}) \quad (\hat{S}_s^{(i)} = \frac{1}{L} \sum_{\ell} \hat{S}^{(i)}(\alpha_{\ell})),$$

де L – кількість кутів сканування.

Далі обробляються скоректовані СФ $S_k^{(i)}$. Нижні індекси (k), що позначають ці функції, для простоти опускаються.

3. Визначаються локальні максимуми СФ. Елемент $S^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q)$ СФ покладається j -м локальним максимумом $S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q)$, якщо

$$\begin{aligned} & (S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\varepsilon_{p-1}, \beta_{q-1})) \& (S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\varepsilon_{p-1}, \beta_q)) \& \\ & (S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\varepsilon_{p-1}, \beta_{q+1})) \& (S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_{q-1})) \& \quad (1.61) \\ & (S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_{q+1})) \& (S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\varepsilon_{p+1}, \beta_{q-1})) \& \\ & (S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\varepsilon_{p+1}, \beta_q)) \& (S_{j \max}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) > S^{(i)}(\varepsilon_{p+1}, \beta_{q+1})). \end{aligned}$$

де ε_p, β_q $p \in 1, P, q \in 1, Q$ – координати j -го максимуму.

Локальні максимуми СФ реєструються в матриці максимумів $Z_{\max}$ розміру $P \times Q$ з нулями скрізь, крім pq -х позицій, куди записується одиниця.

Якщо розглядаються фазообертачі (ФО) з кінцевою розрядністю, то матриця $Z_{\max}$ обробляється додатково. Правило обробки засноване на наступній закономірності. Зі зменшенням розрядності ФО максимуми СФ зменшуються й “розмиваються” (рис. 1.32).

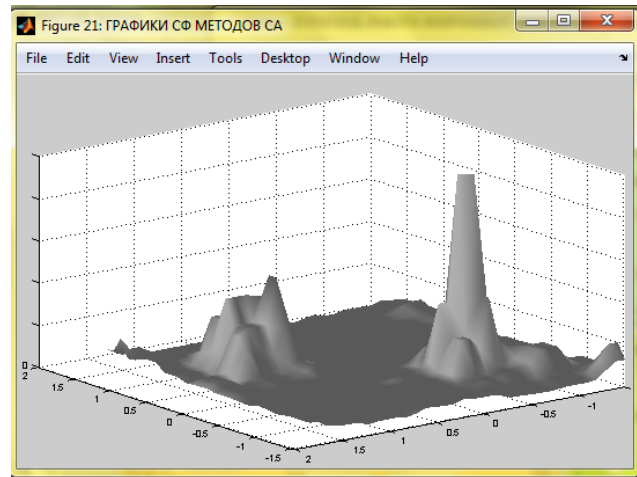


Рисунок 1.32 – СФ методу Кейпона при розрядності ФО $v = 3$

”Плоскі вершини” СФ ідентифікуються стандартними функціями OSTAVER як максимуми й реєструються в матриці $Z_{\max}$ додатковими одиницями в околиці щирого положення максимумів СФ. Цей набір помилкових одиниць фільтрується спеціальною процедурою *diskrFV.m*.

4. Відфільтровані локальні максимуми піддаються критеріальній обробці по наступних емпіричних правилах.

4а. Якщо максимум один ($j = 1$) і він задовольняє критерію Релея

$$(S_{j_{\max}}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q) / S_0^{(i)}) \geq \gamma_0, \quad j = 1, \quad (1.62)$$

то приймається рішення про виявлення джерела з координатами ε_p, β_q .

4б. Якщо максимумів $1 < j \leq 3$, то визначаються мінімуми $S_{j-1_{\min}}^{(i)}(\varepsilon_p, \beta_q)$ між сусідніми максимумами.

Якщо кути місця однакові, то всі мінімуми перебувають у p -й рядку матриці $Z^{(i)}$. Відповідно, при $q = \text{const}$ мінімуми відшуковуються в q -м стовпці.

При $p \neq q$, те для пари сусідніх максимумів у матриці $Z^{(i)}$ формується підматриця $Z_1^{(i)}$ відповідно до рис. 1.33.

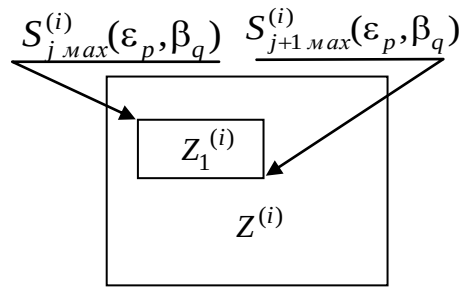


Рисунок 1.33 – Схема формування підматриці $Z_1^{(i)}$

З максимальних значень стовпців підматриці $Z_1^{(i)}$ створюється вектор, мінімальне значення якого покладається значенням $S_{j \min}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)$ мінімуму СФ для j -го й $(j+1)$ -го максимумів СФ.

Два сусідніх максимуми задовольняють критерію Релея, якщо

$$((S_{j \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)/S_{j \min}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)) \geq \gamma_0) \& ((S_{j+1 \max}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)/S_{j \min}^{(i)}(\epsilon_p, \beta_q)) \geq \gamma_0), \quad (1.63)$$

4в. Якщо максимумів більше 3-х, то вибираються три з максимальними значеннями СФ і визначаються мінімуми між ними відповідно до п. 4б. Рішення про розділення 3-х джерел приймається, якщо умова (14) виконується для всіх максимумів. У протилежному випадку розглядаються варіанти із двома, або з одним джерелами.

Максимуми, що задовольняють критерію Релея, реєструються в підсумковій матриці $\mathbf{Z}_r$ розміру $P \times Q$ з нулями скрізь, крім pq -х позицій, куди записується одиниця.

1.4.3.1.1.2 Процедура *modt_matr_koor.m* формує з матриці $\mathbf{Z}_r$ матрицю **mat_koor** координат розпізнаних джерел.

У матриці $\mathbf{Z}_r$ міститься вся необхідна інформація про кількість (N) і координати $(\epsilon_n^{(i)}, \beta_n^{(i)}, n \in 1, N; i \in 1, I)$ джерел. Кількість ненульових позицій матриці визначає число L розпізнаних (розділених) джерел. Номера рядка (p) і стовпця (q) ненульової позиції визначають кут місця й азимут джерела $(\epsilon_\ell^{(i)}, \beta_\ell^{(i)} \ell \in 1, L)$.

Вихідний параметр процедури – матриця **mat_koor** координат розпізнаних джерел. Кількість стовпців матриці визначає число *bnn* розпізнаних джерел.

1.4.3.1.1.3 Процедура *mod_osib.m* формує оцінки координат і розраховує помилки пеленгації.

При $L = N$ помилки $(\delta\epsilon, \delta\beta)$ розраховуються по формулі:

$$\delta\epsilon = \frac{\sum_{n=1}^N \widehat{\epsilon}_n^{(i)} - \epsilon_n}{N}, \quad \delta\beta = \frac{\sum_{n=1}^N \widehat{\beta}_n^{(i)} - \beta_n}{N}. \quad (1.64)$$

У протилежному випадку визначаються модулі різниць $|\widehat{\xi}_\ell^{(i)} - \xi_n|$ для всіх $\ell \in 1, L$ оцінок координати $(\xi \in \epsilon, \beta)$ n -го джерела. Мінімальне значення різниць покладається помилкою вимірювання відповідної координати.

Вихідний параметр процедури – ідентифікатори середніх помилок пеленгації $(deps\_cp, dbet\_cp)$ розпізнаних джерел.

1.4.3.1.2 Процедура *peleng_bank.m* формує дані про кількість й помилки пеленгації розпізнаних джерел АРФ – банком методів СА по 3-м стратегіям його використання: "3 із J ", "5 із J ", "7 із J ". Дані формуються для поточного положення джерел і умов, заданих ідентифікаторами 1–12, 18, 25–29, 59.

У процедурі використовується тільки $J = 9$ із 18 методів СА, описаних у п. 1.4.1.2.6 і теоретично придатних для пеленгації. Методи відібрані за результатами аналізу їх "граничних" СФ у гіпотетичних умовах відомої КМ.

Процедура в основному повторює процедуру *peleleng_metod.m*, але має наступні відмінності.

1. Реєстрація максимумів у підсумковій матриці $\mathbf{Z}_r$.

Максимуми, що задовольняють критерію Релея, реєструються в підсумковій матриці $\mathbf{Z}_r$ розміру $P \times Q$ з нулями скрізь, крім pq -х позицій, куди записана одиниця. Якщо цю позицію визначили ℓ методів з АРФ – банку, то замість одиниці записується ℓ .

2. Оцінка координат і помилок пеленгації джерел АРФ – банком.

Вхідні в АРФ – банк J методів СА розподіляються на 4-и підгрупи методів, які розпізнали (дозволили) відповідно один, два, три й чотири джерела. За оцінку $\widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)}, \widehat{\beta}_\ell^{(s)}$ ($\ell \in 1, 4$) координат одного, двох і т.д. джерел приймається середнє оцінок координат відповідної підгрупи методів СА.

Якщо кількість методів, що входять підгрупи, позначити відповідно J_1, J_2, J_3, J_4 , то $\widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)}, \widehat{\beta}_\ell^{(s)}$ ($\ell \in 1, 4$) визначаються по формулах:

$$\text{для підгрупи } J_1 : \widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)} = J_1^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_1} \widehat{\varepsilon}_i^{(\ell)}, \quad \widehat{\beta}_\ell^{(s)} = J_2^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_2} \widehat{\beta}_i^{(\ell)}, \quad \ell \in 1; \quad (1.65a)$$

$$\text{для підгрупи } J_2 : \widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)} = J_2^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_2} \widehat{\varepsilon}_i^{(\ell)}; \quad \widehat{\beta}_\ell^{(s)} = J_2^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_2} \widehat{\beta}_i^{(\ell)}, \quad \ell \in 1, 2; \quad (1.65б)$$

$$\text{для підгрупи } J_3 : \widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)} = J_3^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_3} \widehat{\varepsilon}_i^{(\ell)}; \quad \widehat{\beta}_\ell^{(s)} = J_3^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_3} \widehat{\beta}_i^{(\ell)}, \quad \ell \in 1, 2, 3; \quad (1.65в)$$

$$\text{для підгрупи } J_4 : \widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)} = J_4^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_4} \widehat{\varepsilon}_i^{(\ell)}; \quad \widehat{\beta}_\ell^{(s)} = J_4^{(-1)} \cdot \sum_{i=1}^{J_4} \widehat{\beta}_i^{(\ell)}, \quad \ell \in 1, 2, 3, 4. \quad (1.65г)$$

Ефективність стратегії « m із J » банку методів СА визначається за наступною методикою.

Якщо кількість методів $J_4 \geq m$, то вважається, що по стратегії « m із J » розділено $\widehat{n} = 4$ джерел. При цьому для оцінки помилок $(\delta_\varepsilon, \delta_\beta)$ пеленгації з 4-х пар координат $(\widehat{\varepsilon}_\ell^{(s)}, \widehat{\beta}_\ell^{(s)})$ ($\ell \in 1, 4$) відбираються дві пари $(\widehat{\varepsilon}_\ell^{(s1)}, \widehat{\beta}_\ell^{(s1)})$ ($\ell \in 1, 2$), найбільш близькі до істинних координат $(\varepsilon_n, \beta_n, n \in 1, 2)$ джерел. Помилками $(\delta_\varepsilon, \delta_\beta)$ вимірювань покладаються середні значення модулів

$$\begin{aligned} \delta_\varepsilon &= 2^{-1} \sum_{i=1}^2 \left| \varepsilon_n - \widehat{\varepsilon}_n^{(s1)} \right|, \quad n \in 1, 2; \\ \delta_\beta &= 2^{-1} \sum_{i=1}^2 \left| \beta_n - \widehat{\beta}_n^{(s1)} \right|, \quad n \in 1, 2. \end{aligned} \quad (1.66)$$

Якщо кількість J_4 методів не задовольняє ні однієї із прийнятих стратегій, то за описаною методикою розглядається значення J_3 й т.д.

Вихідні параметри процедури – ідентифікатори ARF03, ARF05, ARF07, кожний з яких являє собою вектор-стовпець з елементами bnn , $deps\_cp$, $dbet\_cp$ отриманих, відповідно по стратегіях ”3 із J ”, ”5 із J ”, ”7 із J ”.

Ці елементи розподіляються по матрицях вихідних даних (ідентифікатори m_dan_ARF03 , m_dan_ARF05 , m_dan_ARF07), які використовуються для обчислення статистичні характеристики пеленгації джерел АРФ-банком методів СА. Подібні матриці вихідних даних (ідентифікатори m_dan_MD21 , m_dan_21 , m_dan_D21 , m_dan_Sk21 , m_dan_SG21) формуються й по окремих методах СА.

1.4.3.2 Процедури статистичної обробки результатів моделювання

У процедурах статистичної обробки результатів моделювання оцінюються статистичні характеристики якості пеленгації джерел. Обробляються наступні набори випадкових величин.

1.4.3.2.1. При дослідженні впливу розрядності ФВ на ефективність системи пеленгації в умовах відомої КМ вхідних дій (ідентифікатори 55, 18, 19) такими наборами є елементи bnn , $deps\_cp$, $dbet\_cp$, отримані по Nr (ідентифікатор 54) різним положенням джерел.

Статистична обробка наборів випадкових величин (bnn , $deps\_cp$, $dbet\_cp$) виробляється процедурою *graffMD.m*. Процедурою формуються два показники якості системи пеленгації:

а) імовірність розділення джерел за критерієм Релея;

$$P_{P-\epsilon} = N_p / Nr, \quad (1.67)$$

в) імовірність того, що помилка пеленга не перевищить задану величину x_0

$$P(x_0) = F(x_0), \quad (1.68)$$

де $F(x)$ – експериментальні функції розподілу помилок (15), (17) кутового положення джерел випромінювань.

Оскільки у випадковому векторі bnn розміру Nr кожний елемент указує кількість розділених джерел у ℓ -й ($\ell \in 1, Nr$) ітерації, то ймовірність ухвалити рішення щодо розділення n джерел визначається відношенням $P_{P-\epsilon}^{(n)} = N_p^{(n)} / Nr$, де під $N_p^{(n)}$ ($n \in 1, 2, 3, \dots$) розуміється кількість відповідно одиниць, двійок, трійок і т.д.

у векторі bnn . Експериментальні функції розподілу помилок $F(x)$ розраховуються вкладеною процедурою $f\_statis1.m$ по емпіричним щільностям (гістограмам) випадкових величин $deps\_cp$, $dbet\_cp$. Для цього використовуються стандартні функції статистичної обробки пакета OCTAVE.

Показники якості системи пеленгації візуалізуються процедурами $effekt\_sa.m$ і $graffMD$. Для цього використані стандартні функції виводу графічних зображень пакета OCTAVE. Зовнішній вигляд графічного вікна візуалізації для розглянутих умов показаний на рис. 1.34.

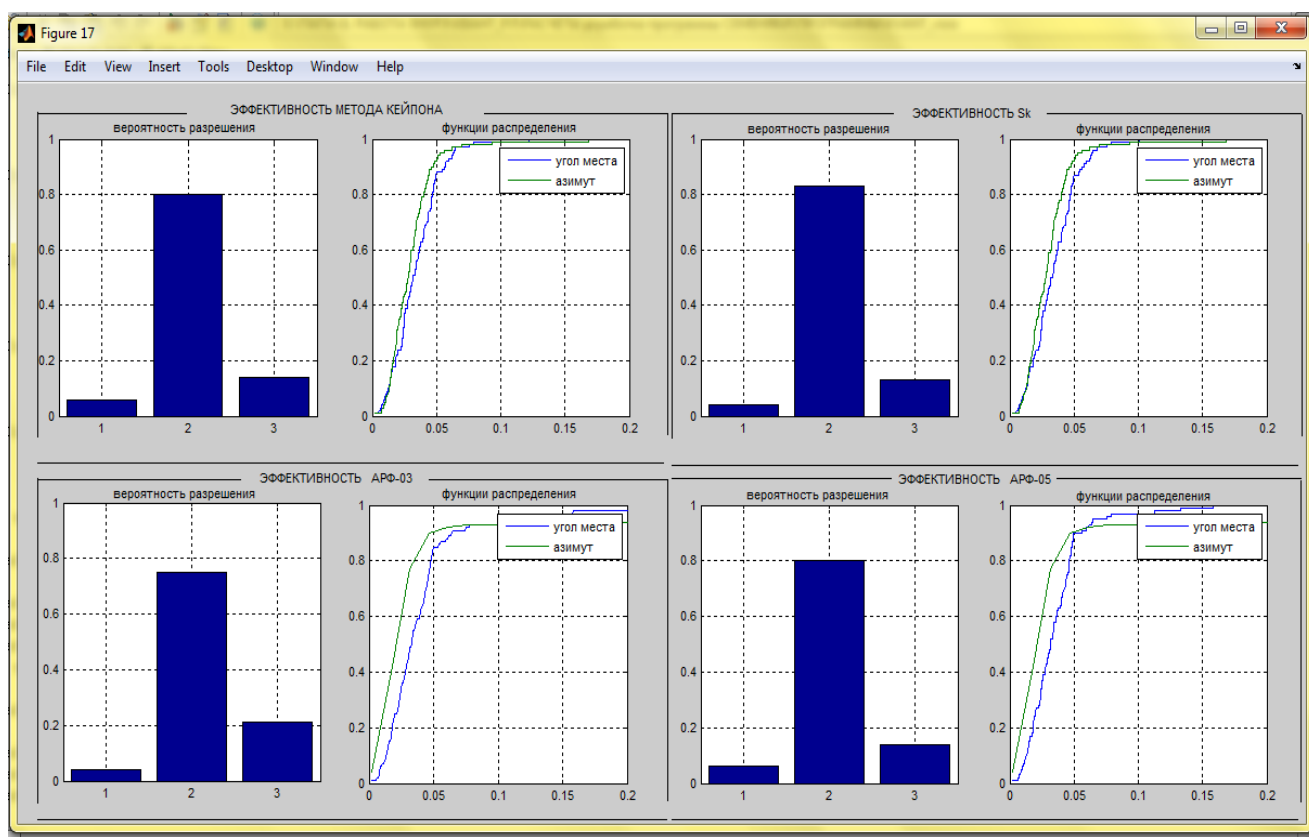


Рисунок 1.34 – Вікно візуалізації показників якості системи пеленгації
для умов п. 1.4.3.2.1

У непарних підвікнах відображені залежності ймовірностей прийняття рішень про кількість джерел (числа зазначені на осі абсцис) для сценарію двох джерел у секторі сканування ФАР. У парних підвікнах показані функції розподілів помилок пеленгації. По них визначаються довірчі інтервали, у яких із заданою ймовірністю лежать помилки вимірювань координат джерел.

1.4.3.2.2. При дослідженні впливу розрядності ФО на ефективність системи пеленгації в на основі оцінок КМ різного виду (ідентифікатори 56, 57) спочатку статистичній обробці піддаються набори з Nrr (ідентифікатор 59) елементів bnn , $deps\_cp$, $dbet\_cp$, отримані по ℓ -му ($\ell \in 1, Nr$) положенню джерел. Для цього використовується процедура *graff_n.m*. Вихідний параметр процедури – вектор-рядок матриці **m_dan_MD21_itog1**. Елементи вектор – рядка – імовірність $P_{P-\epsilon}^{(2)}(\ell)$ і помилки (з імовірністю $P = 0,9$) пеленгації $\delta_\epsilon(\ell)$, $\delta_\beta(\ell)$, отримані по Nrr ітераціях (оцінним КМ) при фіксованому (ℓ -м) положенні джерела.

Підсумкові показники якості системи пеленгації формуються після одержання даних по всіх положеннях джерел як середнє арифметичне відповідних величин

$$P_{P-\epsilon}^{(2)}(\ell) = \frac{\sum_{\ell=1}^{Nr} P_{P-\epsilon}^{(2)}(\ell)}{Nr}; \quad \delta_\epsilon = \frac{\sum_{\ell=1}^{Nr} \delta_\epsilon(\ell)}{Nr} \quad \delta_\beta = \frac{\sum_{\ell=1}^{Nr} \delta_\beta(\ell)}{Nr}. \quad (1.69)$$

Показники якості системи пеленгації візуалізуються процедурою *effekt_sa.m* і *graffMD_n1*. Зовнішній вигляд графічного вікна візуалізації для розглянутих умов показаний на рис. 1.35.

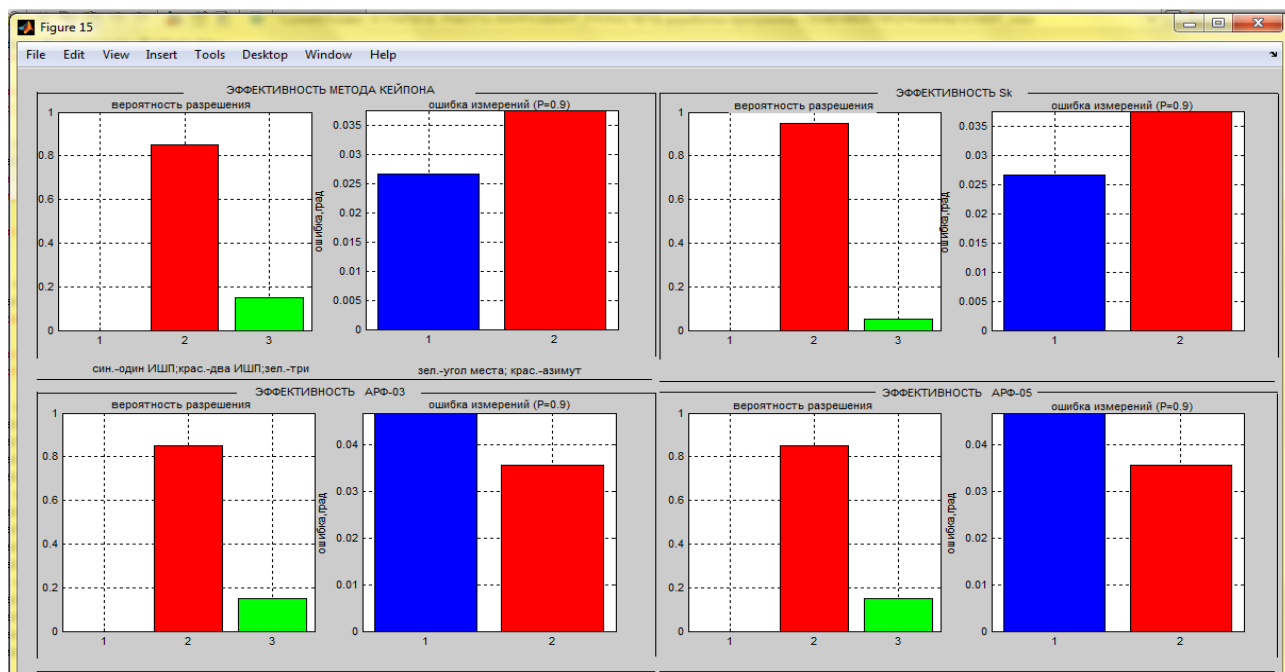


Рисунок 1.35 – Вікно візуалізації показників якості системи пеленгації
для умов п. 1.4.3.2.2

У непарних підвікнах відображені залежності ймовірностей прийняття рішень про кількість джерел (зазначеному на осі абсцис) для сценарію двох джерел у секторі сканування ФАР. У парних підвікнах показані довірчі інтервали (з імовірністю 0.9) помилок пеленгації джерел.

1.4.3.2.3 Статистична обробка результатів неортогональності й розходження коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів тракту обробки, випадкових помилок розташування випромінювачів у вузлах решітки аналогічна викладеній. Показники якості системи пеленгації візуалізуються процедурами *effekt_sa.m* і *graffMD_n*. Зовнішній вигляд графічного вікна візуалізації для розглянутих умов показаний на рис. 1.36.

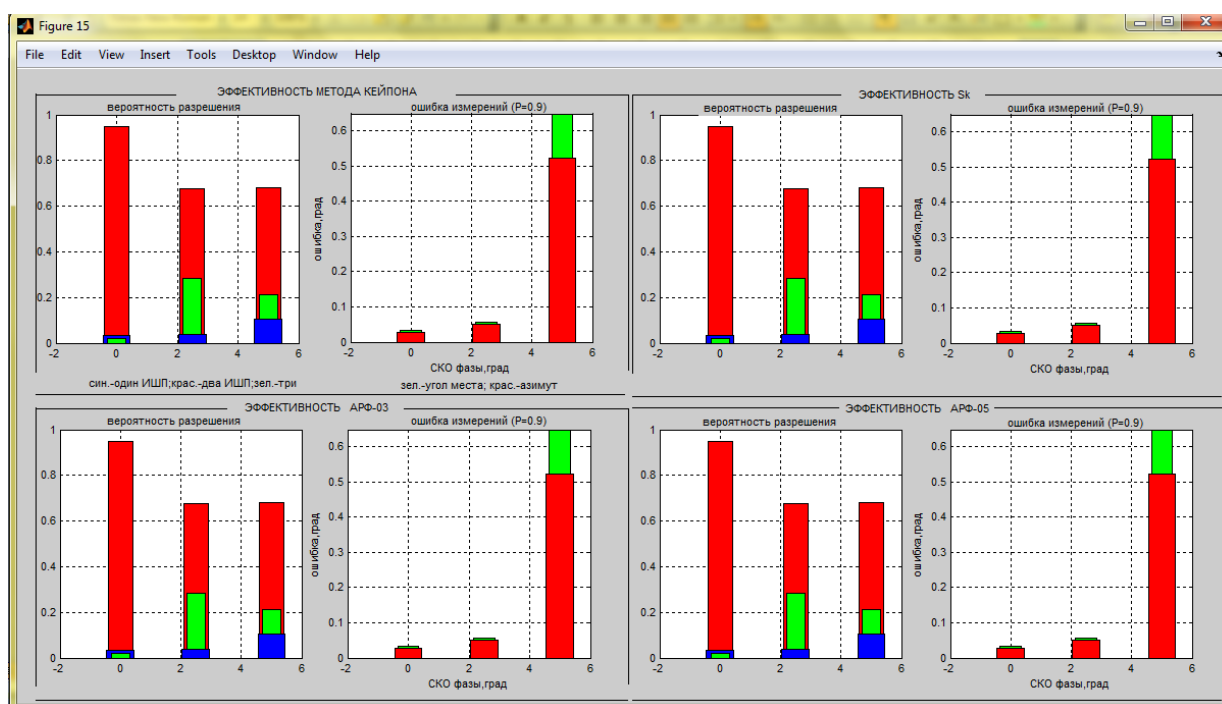


Рисунок 1.36 – Вікно візуалізації показників якості для умов п. 1.4.3.2.3.

У непарних підвікнах відображені залежності ймовірностей прийняття рішень про кількість джерел для сценарію двох джерел у секторі сканування ФАР. По осі абсцис відкладені СКО фаз у квадратурних підканалах. По осі ординат показані ймовірності ухвалення рішення про кількість джерел (один – синій колір, два – червоний, три – зелений). У парних підвікнах показані довірчі інтервали (з імовірністю 0,9) помилок вимірювання кута місця (зелений колір) і азимута (червоний колір).

1.5 Результати експериментального дослідження адаптивної системи пеленгації в РЛС із двовимірною плоскою ФАР

У підрозділі приводяться результати експериментальних досліджень пеленгаційного каналу РЛС із двовимірною плоскою ФАР, отримані розробленою дослідницькою програмою. Розглянуто ефективність пеленгації джерел в умовах неідентичних амплітудних і фазових характеристик квадратурних підканалів прийому сигналів, а також нееквідистантності розташування випромінювачів ФАР.

Ефективність пеленгації характеризується ймовірністю правильного визначення числа джерел і рівнем помилок визначення їх координат. Отримані результати дозволяють виявити причини зниження ефективності розглянутої системи пеленгації, обґрунтувати способи їх усунення й рекомендації з побудови системи пеленгації проектованої РЛС із двовимірною плоскою ФАР.

1.5.1 Ефективність пеленгації в РЛС із двовимірною плоскою ФАР при помилках формування квадратурних підканалів обробки

1.5.1.1 Трансформація спектральних функцій методів пеленгації при помилках фазового детектування

Помилки фазового детектування (ФД) міняють КМ вхідних дій. Нижче оцінюється вплив помилок фазового детектування на ефективність пеленгації джерел у проектованої РЛС із двовимірною плоскою ФАР.

Як показали експерименти по розробленій дослідницькій програмі, через ці помилки в СФ розглянутих методів пеленгації крім істинних максимумів, показаних усередині зелених еліпсів на рис. 1.37, можуть з'являтися додаткові “помилкові” максимуми (усередині червоних еліпсів).

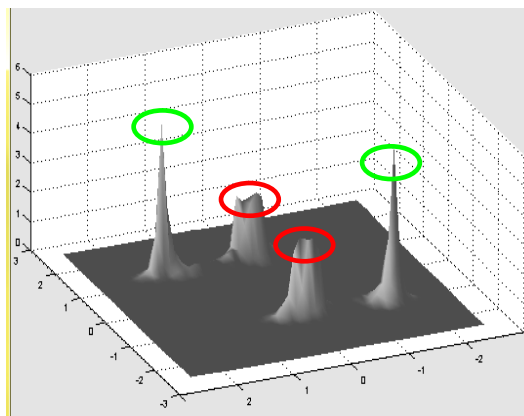


Рисунок 1.37 – Трансформація СФ методу Кейпона

Положення помилкових максимумів випадкові в силу випадковості “паразитних” набігів фаз у підканалах фазового детектора. Нижче приводяться результати моделювання, що ілюструють ефективність пеленгації з урахуванням неідентичностей підканалів ФД.

1.5.1.2 Мета й умови моделювання

Мета моделювання: оцінити ефективність пеленгації при неідентичних підканалах ФД і нееквідистантності розташування випромінювачів ФАР при заміні апріорі невідомої КМ вхідних дій її максимально правдоподібними оцінками, сформованими по навчаючих вибірках обмеженого об’єму (нижче для стислості використовується термін “в адаптивній ситуації”).

Моделювався наступний сценарій. Приймаються випромінювання двох точкових джерел, які розташовані

- а) у головному промені ДСА;
- б) один у головному, другий – у бічному пелюстку ДСА;
- в) обоє – у бічних пелюстках ДСА.

Відносна (стосовно потужності власного шуму) потужність зовнішніх шумових випромінювань у основному (сумарному) каналі, що захищається, фіксується на рівні $\eta = 30$ дБ й не міняється при довільних кількості й розташуванні джерел.

Вхідними для системи пеленгації служать сигнали з виходів компенсаційних каналів ФАР. Решта умов моделювання:

- структура приймальної системи: випромінювачі ФАР – модулі – зважування
- розрядність фазообертачів: $v = 5$;
- зважування АФР – рівномірне;
- номери компенсаційних модулів ФАР: 77, 172, 379, 544, 312, 465;
- «крок» сканування за азимутом й кутом місця – $\Delta_f = 0.1$ град;
- дисперсія σ_f^2 різниці “паразитних” набігів фаз у підканалах фазового детектора (ФД), град², 6.25, 25;
- дисперсія σ_a^2 відношення посилень квадратурних підканалів ФД: 0, 1.41.

“Ідеальному” фазовому детектуванню відповідають значення $\sigma_f^2 = \sigma_a^2 = 0$.

1.5.1.3 Результати моделювання

1.5.1.3.1 На рис. 1.38 показані результати розрахунків ефективності системи пеленгації в тестовій ситуації, коли кутові відстані³ між двома джерелами такі, що при $K \rightarrow \infty$ й потужності зовнішніх шумових випромінювань у основному (сумарному) каналі, що захищається, рівної $\eta = 30$ дБ вони не розділяються методом Кейпона (MV).

³ Під кутовою відстанню покладається сума відстаней по двох координатах, що при $\varepsilon_1 = -0.5$, $\varepsilon_2 = 0.5$, $\beta_1 = 0$, $\beta_2 = 0.4$ становить 1.4^0 .

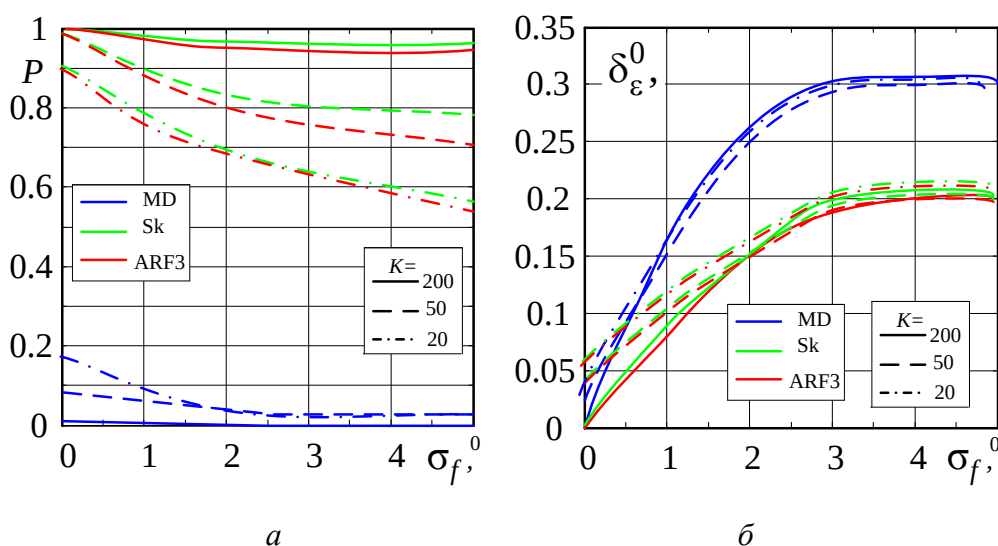


Рисунок 1.38 – Залежності ймовірності правильного визначення числа джерел (а) і помилок їх пеленгації (б) від

СКП “паразитних” набігів фаз квадратурних підканалів ФД

($\epsilon_1 = -0.5$, $\epsilon_2 = 0.5$, $\beta_1 = 0$, $\beta_2 = 0.4$, $\eta = 30$ дБ, $\nu = 5$, $Nr = 200$, $Nrr = 100$)

По осі абсцис відкладені значення СКП σ_f (у град) різниці “паразитних” набігів фаз у підканалах фазового детектора, посилення підканалів однаково. Синіми кривими показана ефективність методу Кейпона, зеленими – методу Sk (формула (1.17ж)), що володіє кращою "граничною" (при відомій КМ) роздільною здатністю за критерієм Релея серед розглянутих методів пеленгації). Червоні криві відповідають АРФ – банку методів пеленгації. Моделювання проведене для умов заміни апіорі невідомої КМ вхідних дій її максимально правдоподібними оцінками, сформованими по навчаючих вибірках об'єму $K = 200$ (суцільні криві), $K = 50$ (пунктирні криві), $K = 20$ (штрихпунктирні криві)

Як впливає з аналізу результатів рис. 1.38, а, при "великому" об'ємі вибірки ($K = 200$) ріст СКП σ_f аж до 4° незначно зменшує ймовірність розділення як методу Sk, так і АРФ-банку в цілому. При зменшенні об'єму вибірки вплив неортогональності сигналів квадратурних підканалів збільшується. Так, при $\sigma_f = 4^\circ$ і $K = 50$ ця ймовірність становить приблизно 0.7 і 0.8 для АРФ – банку й методу Sk відповідно. При $K = 20$ вона зменшується до 0.54 і 0.56.

Та обставина, що ефективність АРФ-банку в цілому може бути нижче ефективності одного із вхідних у нього методів, свідчить про неоптимальність стратегії роботи банку й, тим самим, про наявність резервів його вдосконалювання. У той же час моделювання показало, що в умовах дефіциту навчаючих вибірок АРФ-банк (ARF3)) краще кожного з методів окремо, але при доступності вибірок, об'єм яких достатній, зокрема, для ефективної компенсації зовнішніх шумових випромінювань, вони майже вирівнюються по ефективності, у зв'язку із чим і ускладнення системи пеленгації за рахунок формування АРФ-банку може бути недоцільним.

Звернемо увагу, що при малому значенні σ_f ймовірність P правильного розділення методом Кейпона (сині криві на рис. 1.38, а) зі зменшенням об'єму вибірки не тільки не зменшується, але може навіть збільшуватися (залишаючись при цьому досить малою). Цей на перший погляд несподіваний результат, обумовлений флуктуаціями його випадкової СФ, рівень яких зі зменшенням об'єму вибірки збільшується, що збільшує ймовірність появи двох максимумів СФ і, отже, ймовірність розділення двох джерел за критерієм Релея.

Описані вище закономірності й висновки справедливі й відносно точності пеленгації (рис. 1.38, б). Для розглянутого сценарію нерозділення джерел в "граничній" ситуації $K \rightarrow \infty$ координати джерел методом Кейпона вимірюються з найбільшою помилкою. Єдиний у цих умовах (замість двох) максимум СФ методу Кейпона розташовується, як правило, між істинними положеннями максимумів СФ. Відстань (помилка) до найближчого істинного положення в переважній кількості випадків більш ніж відповідна відстань у ситуації правильного розділення джерел. Однак при реально випадковому просторовому положенні джерел, відмінному від ситуації п. 1.5.1.3.А, "рейтинг" ефективності методів пеленгації може змінитися. Нижче приводяться відповідні результати моделювання.

1.5.1.3.2 На рис. 1.39, 1.40 показані графіки, що ілюструють вплив неідентичностей підканалів ФД на ефективність пеленгації двох джерел методами, зазначеними в рамці.

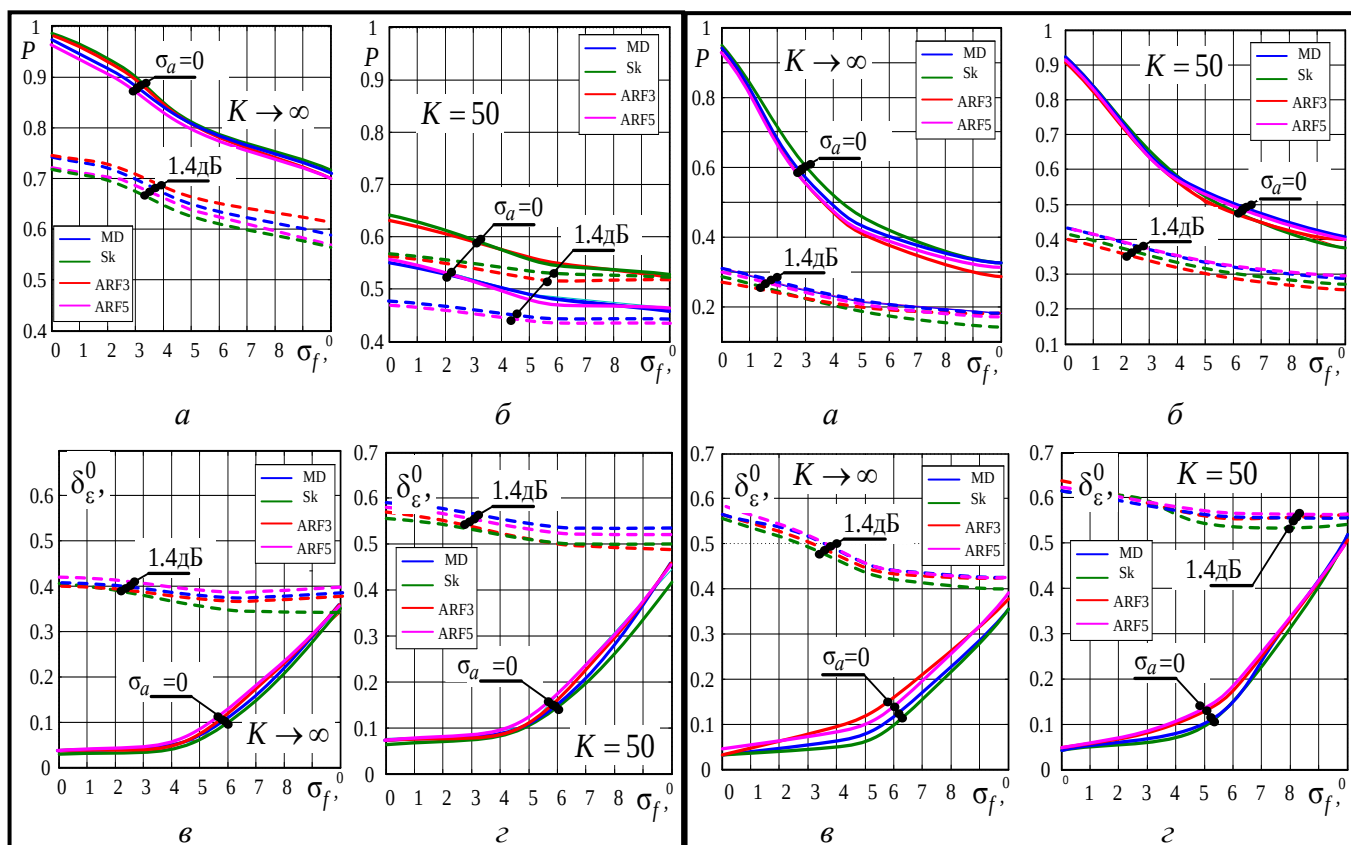


Рисунок 1.39 – Джерела в головному промені Рисунок 1.40 – Джерела в бічних пелюстках
($\eta = 30$ дБ, $\nu = 5$, $Nr = 200$, $Nrr = 100$)

Джерела розташовані в головному промені діаграми спрямованості антени (ДСА) (рис. 1.39) і перших бічних пелюстках (рис. 1.40). Координати джерел генерувалися датчиком рівномірно розподілених випадкових чисел. Рисунки *а, в* відбивають ефективність у гіпотетичній ситуації відомої КМ ($K \rightarrow \infty$), *б, г* – в “адаптивній” ситуації при $K = 50$. Параметром сімейств служать СКП σ_a відношення посилення квадратурних підканалів ФД.

Видно, що неідентичність квадратурних підканалів ФД істотно впливає на якість пеленгації. Уже при СКП “паразитних” набігів фаз у підканалах ФД $\sigma_f = 10^\circ$ імовірність правильного виявлення числа джерел знижується в 1.5–2 рази й в “адаптивній ситуації” (рис. 1.39, *б*) може не задовольняти заданим вимогам. Подібна ситуація спостерігається й при вимірюванні координат джерел. На рис. 1.39, 1.40 *в, г* наведені залежності помилки вимірюванні кута місця джерел від СКО σ_f (у град) різниці “паразитних” набігів фаз у підканалах фазового детектора. Помилки вимірюванні азимута практично такі ж і для економії місця не приводяться.

Поліпшити пеленгацію джерел може або більш точна оцінка КМ вхідних дій, або застосування високоточних ФД. У першому варіанті необхідні досить великі об'єми ($K > 300$) навчаючих вибірок, не завжди доступні на практиці. Другий варіант більше перспективний, оскільки вже наявні на практиці ФД задовольняють необхідним вимогам.

З наведених графіків видно, що в умовах описаного експерименту ефективність АРФ-банку в цілому практично така ж, як і кожного з утворюючих його методів окремо.

Таке “поводження” методів СА можна пояснити в такий спосіб. Оскільки координати джерел рівномірно розподілені в діапазоні, що істотно перевищує роздільну здатність кожного з методів за кутовими координатами, і незалежні, то кількість ситуацій “нерозділення” джерел зменшується (ефективність пеленгації збільшується). У цій ситуації АРФ - банк уже не дає істотного виграшу, тому що в ньому усереднюються результати близьких по ефективності в цих умовах методів СА.

1.5.2 Ефективність пеленгації джерел у нееквідистантній ФАР

На рис. 1.41 наведені залежності ймовірності правильного визначення числа джерел (a) і помилок (b) їх пеленгації при випадковому розташуванні випромінювачів ФАР.

По осі абсцис відкладені СКП (у частках відстані між випромінювачами) випадкового зсуву випромінювачів щодо їх розрахункового положення. Значення $\sigma_{\xi} = 0$ відповідає гіпотетично точному розташуванню випромінювачів.

З наведених графіків видно, що в розглянутих умовах ефективність пеленгаційного каналу майже не залежить від помилок розташувань випромінювачів ФАР. Це пояснюється модульною побудовою аналізованої двовимірної плоскої ФАР із досить великим числом випромінювачів у кожному модулі.

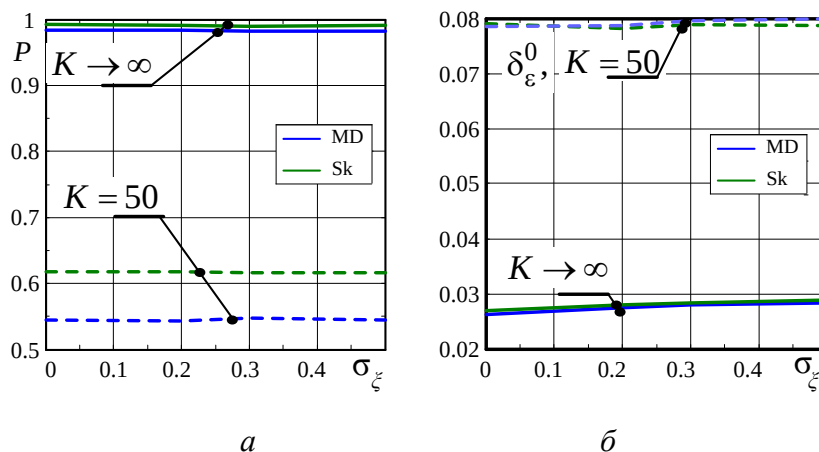


Рисунок 1.41 – Залежності ймовірності правильного визначення числа джерел (*a*) і помилок їх пеленгації (*б*) від СКП положень випромінювачів (2 джерела, обоє в головному промені, $\eta = 30$ дБ, $\nu = 5$, $Nr = 200$, $Nrr = 100$)

Випадкове незалежне розташування випромінювачів щодо їх розрахункових положень слабо впливає на положення фазового центра модуля в цілому. Тому ефективність міжмодульної обробки, що фактично реалізується при формуванні СФ, залишається майже такою же, як і при розрахунковому розташуванні випромінювачів у модулі.

1.5.3 Пеленгація джерел по мінімумах адаптивної діаграми спрямованості антени

Процедура пеленгації точкових джерел (аналізу просторового спектра шумових випромінювань) “надрозділяючими” алгоритмами СА полягає у формуванні в точках $\mathbf{a}$ з обраного сектора ($\mathbf{a} \in \beta_n, \beta_k; \varepsilon_n, \varepsilon_k$) відповідних СФ $\hat{S}(\mathbf{a})$ і подальшого пошуку їх локальних максимумів (мінімумів). Число максимумів (мінімумів) ототожнюється із числом n джерел випромінювань у цьому секторі, а їх координати $\mathbf{a}_l$ й значення $\hat{S}(\mathbf{a}_l)$ ($l \in 1, n$) – з напрямками й відносними інтенсивностями джерел випромінювання.

Подібною властивістю “надрозділяючого” СА – формувати в СФ максимуми (мінімуми) на джерела ШВ – володіє адаптивна ДСА, одержувана в процесі фізичного або математичного сканування простору.

Добре відомо, що при оптимальній (або близької до неї) просторовій обробці сигналів на тлі шумових випромінювань точкових джерел формується максимум ДСА в напрямку на ціль і мінімуми “провали” у напрямку на джерела ШВ. Ці мінімуми несуть інформацію про кількість і координати джерел ШВ.

Можливість пеленгації шумових випромінювань по мінімумах адаптивної ДСА ілюструється рис. 1.42.

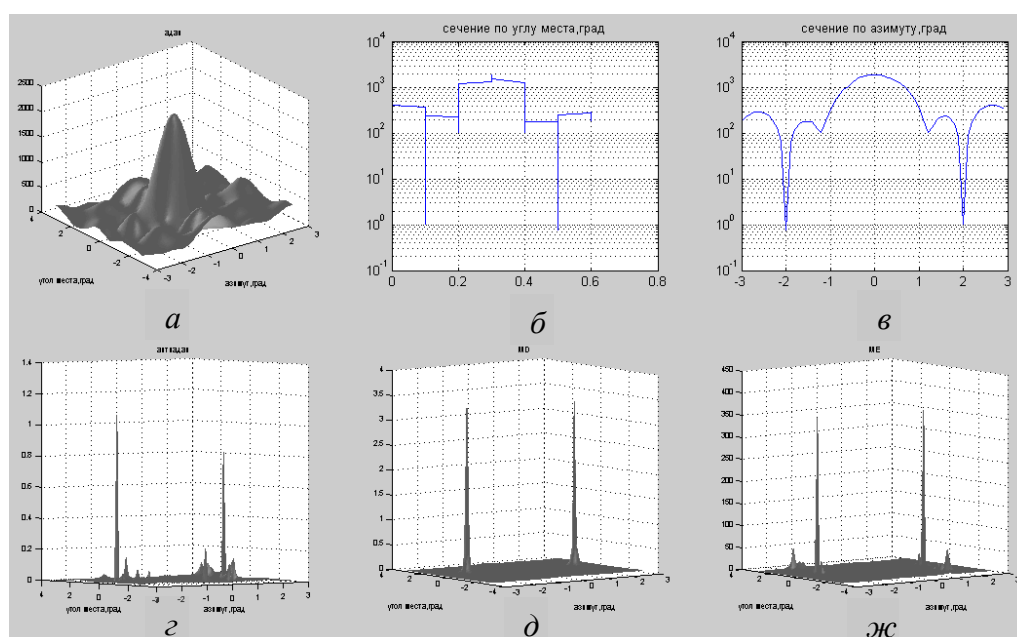


Рисунок 1.42 – До пояснення методу пеленгації по мінімумах адаптивної ДСА

Тут для ситуації двох рівнопотужних джерел із сумарною потужністю на виході антени 30 дБ і координатами ($\beta_1 = -2^0, \varepsilon_1 = 0.1^0$, $\beta_2 = 2^0, \varepsilon_2 = 0.5^0$), показане просторове зображення (рис. 1.42, а) адаптивної ДСА

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{adan}(\alpha) = \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\mathbf{r}}(\alpha_0), \quad \hat{\mathbf{r}}(\alpha_0) = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha_0), \quad (1.70)$$

її перетин вертикальною площиною, що проходить через координати кута місця крайніх джерел (рис. 1.42, б); перетин вертикальною площиною, що проходить через координати азимута крайніх джерел (рис. 1.42, в); просторове зображення функції

$1/S_{\text{адап}}(\alpha)$, оберненої (1.70) (рис. 1.42, з). Для порівняння на рис. 1.42, д, ж відповідно показані СФ методу Кейпона (1.12а) і СФ методу МЕ Берга (1.12б).

На рис. 1.42, б, в чітко видні мінімуми в точках істинного розташування джерел. У цих же точках розташовані й максимуми функції $1/S_{\text{адап}}(\alpha)$ (рис. 1.42, з). Аргументи максимумів цієї функції визначають координати джерел ШВ.

Привабливість описаного способу пеленгації складається в істотній економії обчислень, оскільки джерела ШВ пеленгуються в процесі виконання основного завдання (виявлення цілі). Оскільки в адаптивної ДСА (1.70) вектор очікуваного сигналу $x(\alpha_0)$ фіксований, а змінюється лише вектор сканування $x(\alpha)$, то виявляється менше об'єм обчислень функції $S(\alpha)$ (1.70) у порівнянні з об'ємом обчисленням кожної зі СФ методів СА (1.12), (1.17).

Однак у ряді важливих випадків розглянутий спосіб пеленгації неприйнятний. Як приклад на рис. 1.43 для умов рис. 1.42 показані результати пеленгації джерел з координатами $(\beta_1 = -0.5^0, \varepsilon_1 = 0^0, \beta_2 = 2^0, \varepsilon_2 = 0^0)$.

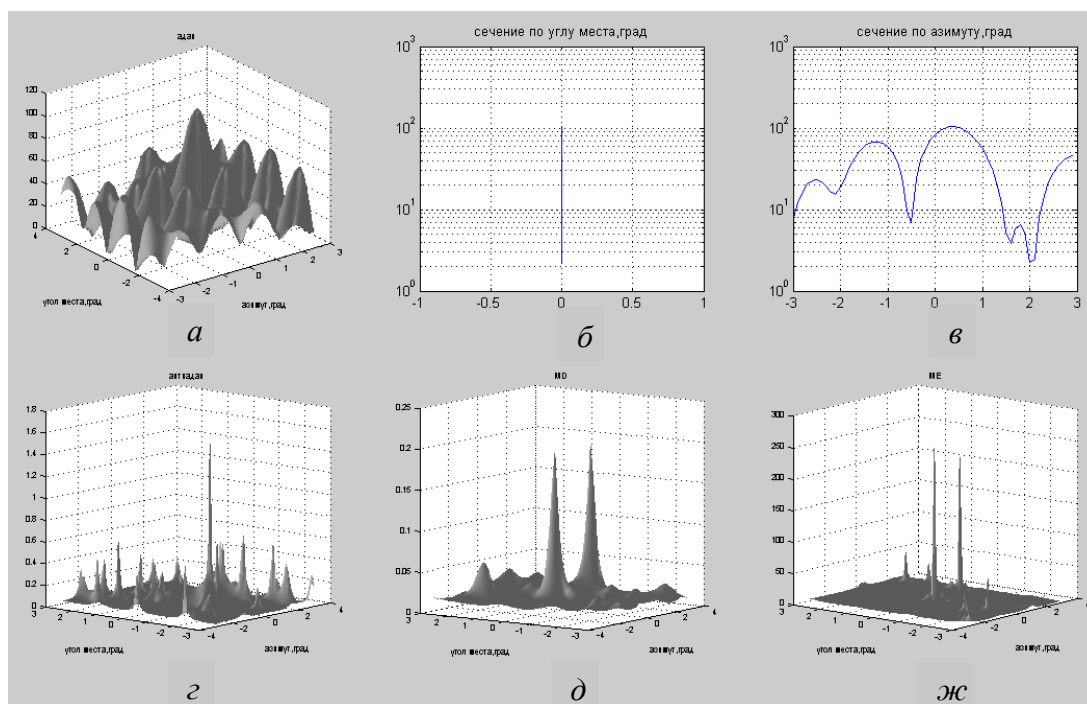


Рисунок 1.43 – До пояснення методу пеленгації по мінімумах адаптивної ДСА

З рис. 1.43, г видно, що функція $1/S_{\text{адап}}(\alpha)$ багатопікова. Поряд максимумами функції $1/S_{\text{адап}}(\alpha)$, обумовленими наявністю в секторі сканування джерел ШВ, у цій

функції зберігаються максимуми, обумовлені мінімумами узгодженої ДСА (“власні” мінімуми ДСА). Ці максимуми змінюють своє положення відповідно до розташування джерел ШВ. При випадковому розташуванні ДШВ положення “власних” максимумів ДСА випадково. Це обставина істотно ускладнює, а в більшості випадків виключає їх селекцію. Максимуми функції $1/S_{\text{адап}}(\alpha)$ маскують максимум від ШВ, що перебуває в головному промені. У той же час “надрозділяючими” методами джерела впевнено розділяються (рис. 1.43, д, ж).

Крім цього, глибина “провалів” в адаптивній ДСА залежить від просторових розходжень (положень) цілі й джерел. При зменшенні просторових розходжень (наприклад, ціль і джерело в головному промені ДСА) провал зменшується, і отже, зменшується ймовірність виконання умов критерію Релея для максимумів функції $1/S_{\text{адап}}(\alpha)$. У ряді випадків ці умови можуть не виконуватися.

Подібні закономірності спостерігаються й для інших модельних ситуацій.

Таким чином, спосіб пеленгації джерел по мінімумах адаптивної діаграми спрямованості антени має обмежене застосування, орієнтація тільки його може бути невиправданою.

1.6 Огляд сучасних методів і алгоритмів адаптивного захисту РЛС із ФАР від завад, створених точковими джерелами шумових випромінювань

1.6.1 Загальна структура адаптивної системи просторової обробки сигналів на тлі шумових завад із рівноцінними каналами

1.6.1.1 При розробленні структури та алгоритму просторової обробки радіолокаційних сигналів на тлі шумових завад потрібно мати на увазі, що параметри таких завад, зокрема, їх просторова кореляційна матриця (КМ) Φ , як правило, невідома й, крім того, змінюється в часі через рух джерел завад і огляд простору самої РЛС. У цих умовах, звичайно, неможливо забезпечити захист РЛС системами з апіорі обраними фіксованими параметрами.

Тому велике значення має здатність РЛС у цілому й, особливо, її систем захисту від завад, пристосовуватися до завадової обстановки, що змінюється, тобто адаптуватися до неї. При цьому під адаптацією розуміється зміна параметрів, а в ряді випадків – і структури технічного пристрою при зміні параметрів вхідних дій.

Адаптивні системи обробки повинні оперативно здобувати й використовувати інформацію про параметри завад безпосередньо із вхідних дій. Процедура оцінювання цих параметрів – невід'ємний елемент адаптивної обробки.

Оцінки параметрів неперервних ШЗ здобувають у результаті обробки класифікованої (без корисних сигналів та пасивних завад) навчаючої вибірки об'єму K (рис. 1.2) тільки шумових завад. У кожному з каналів M – елементної антенної решітки (рис. 1.2) коливання ШЗ дискретизуються в моменти часу $t_1, t_2, \dots, t_K \dots$. У довільний момент часу t_i одержуємо M – вимірний навчаючий вектор комплексних амплітуд завади:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}(i) = \mathbf{y}(t_i) = [y_1(t_i) y_2(t_i) \dots y_M(t_i)]^T. \quad (1.71)$$

Послідовність відліків у часі породжує послідовність навчаючих векторів $\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_i, \dots, \mathbf{y}_K$ (рис. 1.2), тобто $KK = (M \times K)$ – вимірну навчаючу вибірку $\mathbf{Y} = (\mathbf{y}_i)_{i=1}^K$.

По цій навчаючій вибірці можна одержати оцінки матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$, оберненої до просторової КМ Φ , її слабкозаповнених співмножників різного виду та безпосередньо вагового вектора $\mathbf{r}$ просторової обробки. У цьому випадку алгоритм адаптивної просторової обробки з рівноцінними каналами має вигляд

$$\varepsilon(i) = \mathbf{u}_i^* \cdot \hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{r}}^* \cdot \mathbf{u}_i, \quad i \in 1, KK, \quad (1.72a)$$

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}. \quad (1.72б)$$

Тут $\varepsilon(i)$ – вихідний ефект пристрою адаптивної просторової обробки сигналів на тлі шумових завад в i -й момент часу; $\mathbf{u}$ – вектор вхідних дій; $\mathbf{x} = \mathbf{x}(\varnothing) = [1 \ e^{-j\varnothing} \dots e^{-j(M-1)\varnothing}]^T$ – M – вимірний вектор фазового розподілу сигналу на апертурі АР (просторовий сигнал); $\varnothing = 2\pi d \sin \theta / \lambda$ – різниця фаз сигналів суміжних елементів еквідистантної ФАР, що залежить від кутового напрямку θ на ціль; d – відстань між елементами ФАР; λ – довжина хвилі.

1.6.1.2 Загальна структура пристрою адаптивної просторової обробки сигналів на тлі ШЗ показана на рис. 1.43, а.

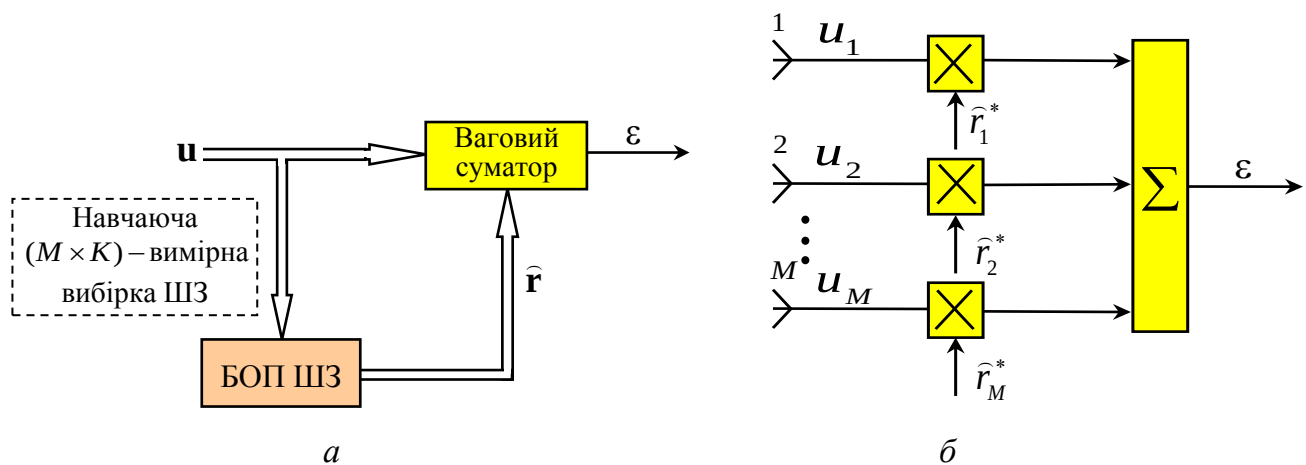


Рисунок 1.43 – Загальна структура пристрою адаптивної просторової обробки сигналів на тлі ШЗ (а) та ваговий суматор (б)

Тут у блоці оцінювання параметрів (БОП) ШЗ у результаті обробки класифікованої $KK = (M \times K)$ – вимірної навчаючої вибірки з K незалежних M – вимірних векторів шумової завади $\mathbf{u}_i$ ($i \in 1, K$) (рис. 1.2) формується оцінка просторового вагового вектора $\mathbf{r}$ (1.72б). Цей вектор використовується у ваговому суматорі (рис. 1.43, б) для компенсації ШЗ і міжканального накопичення корисного

сигналу $\mathbf{x}$. При цьому в результуючій ДС ФАР формуються “провали” у напрямках на джерела шумових завад і максимум у напрямку приходу очікуваного сигналу.

Найважливішим показником якості адаптивних систем обробки є *швидкодія*, мірою якого служить об’єм вибірки K , при якому втрати ефективності адаптивної обробки за обраним критерієм, зокрема, втрати відношення сигнал/(завада + шум) (ВСЗШ), у порівнянні з гіпотетичною ситуацією відсутності невизначеності не перевищать припустимого рівня (звичайно -3 дБ). *Швидкодія* істотно залежить від структури адаптивної системи та обраного алгоритму оцінювання її параметрів (алгоритму адаптації).

Розглянемо спочатку алгоритми оцінювання апіорі невідомої матриці $\mathbf{\Psi} = \mathbf{\Phi}^{-1}$, оберненої до просторової КМ $\mathbf{\Phi}$ ШЗ на виходах рівноцінних просторових каналів приймання, та пов’язаного з нею вагового вектора $\mathbf{r} = \mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{x}$ адаптивної системи просторової обробки сигналів на тлі шумових завад. Рівноцінність каналів передбачається в сенсі їх поканальної керованості.

1.6.2 Алгоритм адаптації на основі оцінки максимальної правдоподібності просторової КМ загального виду

1.6.2.1 Оцінка максимальної правдоподібності (МП оцінка) КМ загального виду $\hat{\mathbf{\Phi}}$ невідомої кореляційної матриці (КМ) $\mathbf{\Phi}$ для комплексних нормальних векторів шумових завад, що задовольняють умовам

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \left(y_l^{(i)} \right)_{l=1}^M \sim CN(0, \mathbf{\Phi}), \\ \overline{\mathbf{y}_i} &= 0, \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \mathbf{\Phi}, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in 1, K, \end{aligned} \quad (1.73)$$

має вигляд [70]

$$\hat{\mathbf{\Phi}} = \left(\hat{\phi}_{ij} \right)_{i,j=1}^M = K^{-1} \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = K^{-1} \cdot \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \left(a_{i,j} \right)_{i,j=1}^M = \mathbf{A}_K = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*. \quad (1.74)$$

Обернена до неї матриця $\hat{\mathbf{\Psi}} = \hat{\mathbf{\Phi}}^{-1}$ використовується в алгоритмі (1.72) адаптивної просторової обробки сигналу на тлі шумової завади.

Визначаючи оцінку $\hat{\Phi}$ матриця $\mathbf{A}$ має розподіл Уїшарта із щільністю [1, 70]

$$p(\mathbf{A}) = p(\mathbf{A}; \delta, \Phi) = c(\Phi) \cdot |\mathbf{A}|^\delta \cdot \exp \{-tr \Psi \cdot \mathbf{A}\}, \quad \delta = K - M \geq 0, \quad (1.75)$$

де $tr \mathbf{D}$ та $|\mathbf{D}|$ – слід та детермінант матриці $\mathbf{D}$,

$$c(\Phi) = \left(\pi^{M(M-1)/2} \cdot |\Phi|^K \cdot \prod_{i=1}^M \Gamma(K+1-i) \right)^{-1} \quad (1.76)$$

– нормуюча константа, $\Gamma(n)$ – гамма-функція, для $n \geq 1$ цілого рівна $(n-1)!$

Формулою (1.5) "ощадливо" записана сумісна щільність розподілу

$$p(a_{11}, a_{22}, \dots, a_{MM}, \text{Re } a_{il}, \text{Im } a_{il}), \quad (i \in 1, M-1; l \in i+1, M)$$

M^2 випадкових дійсних величин – M дійсних діагональних і $M \times (M-1)$ реальних і мнених частин наддіагональних елементів ермітової матриці $\mathbf{A}$ (1.4), повністю її визначальних. Параметрами щільності (1.75) є "ефективний об'єм вибірки" $\delta \geq 0$ та істинна КМ Φ векторів $\mathbf{y}_i$ (1.73).

1.6.2.2 Адаптація на основі МП оцінки (1.4) просторової КМ (ПКМ) принципово відрізняється від на градієнтних процедур адаптації кореляційних автокомпенсаторів (АК) [1, 71, 72] незалежністю швидкодії адаптивної обробки від ступеня складності завадової обстановки (розкиду власних чисел КМ ШЗ).

Найбільш широко використовується уведений в [70] "енергетичний" критерій швидкодії, кількісним показником якої є залежна від об'єму вибірки K випадкова величина

$$\chi = \hat{\mu} / \mu \leq 1, \quad (1.77)$$

$$\hat{\mu} = |\mathbf{x}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}|^2 / \hat{\mathbf{r}}^* \cdot \Phi \cdot \hat{\mathbf{r}}, \quad \mu = \mathbf{x}^* \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}, \quad \hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}, \quad \hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1},$$

що має сенс втрат вихідного відношення сигнал / (завада + шум) (ВСЗШ) $\hat{\mu}$ адаптивного фільтра з імпульсною характеристикою (ІХ) $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$ у порівнянні з максимальним ВСЗШ $\mu = \mathbf{x}^* \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}$ оптимального фільтра з ІХ (ваговим вектором) $\mathbf{r} = \Psi \cdot \mathbf{x}$ у гіпотетичних умовах повної апіорної визначеності.

Об'єм вибірки K , при якому втрати ВСЗШ (1.77) не перевершують припустимого рівня (звичайно – 3 дБ), далі для стислості зветься "енергетичною" швидкодією відповідного алгоритму адаптації.

При використанні оцінки (1.74) із щільністю (1.75) випадкова величина χ (1.77) має β – розподіл [13]

$$p_{\chi}(z) = p_{\chi}(z, K) = \frac{(v + w - 1)!}{(v - 1)!(w - 1)!} z^{v-1} (1 - z)^{w-1}, \quad v = v_0 = \delta + 2, \quad w = w_0 = M - 1, \quad (1.78)$$

с параметрами v_0 та w_0 , що залежать тільки від відомих кількості M адаптивно керованих каналів і ефективного об'єму вибірки $\delta \geq 0$, але не залежать ні від параметрів (кількості, інтенсивності й кутових координат) джерел ШЗ, ні від структури антенної системи.

При заданій кількості M каналів обробки середній рівень втрат $\bar{\chi}$ стосовно максимуму визначається тільки об'ємом $K \geq M$ навчаючої вибірки [3]:

$$\bar{\chi} = \bar{\mu} / \mu = v / (v + w) = (\delta + 2) / (K + 1) = (K - M + 2) / (K + 1) < 1, \quad (1.79)$$

і не перевершує 3 дБ ($\bar{\chi} \geq 0,5$) уже при об'ємі вибірки $K \geq 2 \cdot M - 3$. Тому «енергетична» швидкодія адаптивної обробки на основі МП оцінки (1.74) КМ може бути істотно вище, ніж при використанні АК із градієнтними алгоритмами адаптації.

1.6.2.3 Необхідна в алгоритмі адаптивної просторової обробки сигналів на тлі ШЗ (1.2) оцінка оберненої матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ може бути отримана шляхом обернення оцінки ПКМ $\hat{\Phi}$ (1.74), яке на кожному кроці адаптації вимагає виконання порядку M^3 операцій комплексного множення. Однак у такому оберненні немає необхідності, оскільки відповідні оціночні матриці на кожному кроці являють собою результат *однорангової* модифікації (коректування) матриці попереднього кроку. У цьому випадку на кожному кроці можна не перераховувати повністю обернену матрицю попереднього кроку, а тільки коректувати її по навчаючий вибірці, яка знову надійшла, що вимагає меншого об'єму обчислень.

1.6.3 Алгоритм рекурентного оцінювання матриці, оберненої до оцінки максимальної правдоподібності просторової КМ

Перепишемо оцінку ПКМ $\hat{\Phi}$ (1.74) для $(k + 1)$ -го кроку адаптації у вигляді:

$$\widehat{\Phi}_{k+1} = \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^{k+1} \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = \frac{1}{k+1} \left[\sum_{i=1}^k \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* + \mathbf{y}_{k+1} \cdot \mathbf{y}_{k+1}^* \right] = \frac{k}{k+1} \left[\widehat{\Phi}_k + \frac{1}{k} \mathbf{y}_{k+1} \cdot \mathbf{y}_{k+1}^* \right], \quad (1.80a)$$

де

$$\widehat{\Phi}_k = c_k \cdot \sum_{i=1}^k \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = c_k \cdot \mathbf{A}_k, \quad \mathbf{A}_k = \sum_{i=1}^k \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad c_k = \frac{1}{k}. \quad (1.80б)$$

Сума двох матриць виду $\ell \cdot (\mathbf{B} + \alpha \cdot \mathbf{b} \cdot \mathbf{b}^*)$ обертається за правилом Дуайра й Уо [73, 74] (якщо матриця $\mathbf{B}$ оборотна, а матриця $\mathbf{b}$ – вектор-стовпець) у такий спосіб:

$$\left[\ell \cdot (\mathbf{B} + \alpha \cdot \mathbf{b} \cdot \mathbf{b}^*) \right]^{-1} = \ell^{-1} \cdot \left[\mathbf{B}^{-1} - \frac{\alpha \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{b} \cdot \mathbf{b}^* \cdot \mathbf{B}^{-1*}}{1 + \alpha \cdot \mathbf{b}^* \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{b}} \right].$$

Застосовуючи це правило до (1.80a), одержимо алгоритм рекурентного МП оцінювання матриці $\widehat{\Psi} = \widehat{\Phi}^{-1}$, оберненої до кореляційної матриці $\widehat{\Phi}$, у наступному вигляді [1, 75]:

$$\widehat{\Psi}_{k+1} = \widehat{\Phi}_{k+1}^{-1} = \frac{k+1}{k} \left[\widehat{\Psi}_k - \frac{\widehat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1} \cdot \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \widehat{\Psi}_k}{k + \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \widehat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1}} \right] = c \left[\widehat{\Psi}_k - \frac{\mathbf{v}_{k+1} \cdot \mathbf{v}_{k+1}^*}{k + \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \mathbf{v}_{k+1}} \right], \quad (1.81a)$$

де $c = (k+1)/k$, $\mathbf{v}_{k+1} = \widehat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1}$, $\widehat{\Psi} = \widehat{\Psi}^*$ (ермітова матриця).

Як відзначалося вище, оцінкою $\widehat{\Phi}$ ПКМ загального виду (1.74) може служити матриця $\mathbf{A}$ (1.74). Аналогічним чином в (1.80б) оцінкою ПКМ $\widehat{\Phi}_k$ на k -м кроці адаптації може служити матриця $\mathbf{A}_k$. У цьому випадку формули (1.80a) і (1.81a) переписуться в такий спосіб:

$$\widehat{\mathbf{A}}_{k+1} = \sum_{i=1}^{k+1} \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = \widehat{\mathbf{A}}_k + \mathbf{y}_{k+1} \cdot \mathbf{y}_{k+1}^*, \quad (1.80в)$$

$$\widehat{\mathbf{A}}_{k+1}^{-1} = \widehat{\mathbf{A}}_k^{-1} - \frac{\widehat{\mathbf{A}}_k^{-1} \cdot \mathbf{y}_{k+1} \cdot \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \widehat{\mathbf{A}}_k^{-1}}{1 + \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \widehat{\mathbf{A}}_k^{-1} \cdot \mathbf{y}_{k+1}} = \widehat{\mathbf{A}}_k^{-1} - \frac{\mathbf{v}_{k+1} \cdot \mathbf{v}_{k+1}^*}{1 + \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \mathbf{v}_{k+1}}. \quad (1.81б)$$

Перепозначаючи $\widehat{\mathbf{A}}^{-1}$ через $\widehat{\Psi}$, запишемо

$$\widehat{\Psi}_{k+1} = \widehat{\Psi}_k - \frac{\widehat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1} \cdot \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \widehat{\Psi}_k}{1 + \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \widehat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1}} = \widehat{\Psi}_k - \frac{\mathbf{v}_{k+1} \cdot \mathbf{v}_{k+1}^*}{1 + \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \mathbf{v}_{k+1}}. \quad (1.81в)$$

Як випливає з формули (1.81), витрати на коректування оберненої матриці k -го кроку $\widehat{\Psi}_k$ тут становлять порядку M^2 , а не M^3 операцій.

1.6.4 Алгоритм рекурентного оцінювання вагового вектора.

Квазіньютонівський АК із рівноцінними каналами

Розглянемо квазіньютонівський алгоритм рекурентного оцінювання безпосередньо вагового вектора та структуру заснованого на цьому алгоритмі АК із рівноцінними каналами.

Множачи (1.81в) праворуч на вектор очікуваного просторового сигналу $\mathbf{x}$, одержимо алгоритм рекурентного МП оцінювання адаптивного вагового вектора $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$ у вигляді:

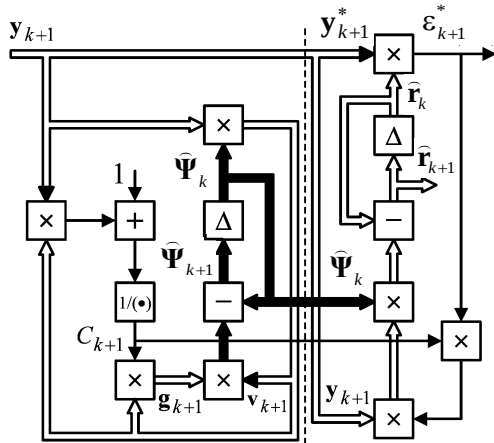
$$\hat{\mathbf{r}}_{k+1} = \hat{\mathbf{r}}_k - \frac{\hat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1} \cdot \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}_k}{1 + \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \hat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1}} = \hat{\mathbf{r}}_k - \hat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1} \cdot \varepsilon_{k+1}^* \cdot c_{k+1}, \quad (1.82a)$$

$$\varepsilon_{k+1}^* = \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}_k, \quad (1.82б)$$

$$\mathbf{v}_{k+1} = \hat{\Psi}_k \cdot \mathbf{y}_{k+1}; \quad c_{k+1} = \frac{1}{1 + \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \mathbf{v}_{k+1}},$$

$$\hat{\Psi}_{k+1} = \hat{\Psi}_k - \mathbf{g}_{k+1} \cdot \mathbf{v}_{k+1}^*; \quad \mathbf{g}_{k+1} = c_{k+1} \cdot \mathbf{v}_{k+1}. \quad (1.82в)$$

Побудована за останнім алгоритмом схема послідовного (рекурентного)



формування вагових векторів $\hat{\mathbf{r}}_k$ і комплексної амплітуди вихідної напруги адаптивного пристрою просторової обробки ε_{k+1}^* з рівноцінними каналами показана на рис. 1.44 (Δ – елемент затримки на інтервал часової дискретизації вхідного процесу).

Блоки ліворуч від штрихової вертикальної

лінії формують оцінку матриці $\hat{\Psi}_{k+1}$ (1.82в), оберненої до (незмщеної) МП оцінки $\hat{\Phi}_{k+1}$ КМ

завад на $(k+1)$ -м кроці. Матриця Φ є гесіаном [73, 74] квадратичної форми

$$|\varepsilon|^2 = \mathbf{r}^* \cdot \Phi \cdot \mathbf{r} = 1/\psi_{11}, \quad (1.83)$$

що описує поточну потужність завади на виході кореляційного АК $|\overline{\varepsilon}|^2 = |\overline{y_\Sigma}|^2$, показаного праворуч від штрихової лінії. У ньому, однак, на відміну від АК с градієнтним алгоритмом адаптації, матриця посилення $\hat{\Psi}_k$ в ланцюгах кореляційного зворотного зв'язку не діагональна й, тим більше, не скалярна, а обернена до оцінки цього гесіана. У зв'язку із цим власні числа й обумовлена ними швидкодія схеми рис. 1.44 перестають залежати від КМ завад [70].

Напрямок руху до екстремуму на кожному кроці рекурсії в схемі рис. 1.44 колінеарний не оцінці градієнту функції (потужності завади), що мінімізується, як в АК с градієнтним алгоритмом настроювання, а добутку матриці, оберненої до оцінки гесіана, на оцінку градієнта, що становить основу квазіньютонівських методів відшукування екстремумів функцій багатьох змінних (оптимізації) [73, 74] і пояснює назву розглянутих алгоритмів адаптації.

Схема рис. 1.44 рекурентно формує не тільки ваговий вектор $\hat{\mathbf{r}}$ по (1.82а), але й (попутно) вихідний ефект $\varepsilon_{k+1}^* = \mathbf{y}_{k+1}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}_k$ (1.82б) адаптивної просторової обробки в цілому. Фактично вона являє собою схему швидкодіючого кореляційного АК із рівноцінними каналами й кореляційним зворотним зв'язком, що відрізняється квазіньютонівським алгоритмом настроювання від кореляційного «градієнтного» АК.

1.6.5 Алгоритм рекурентного оцінювання вагового вектора в квазіньютонівському АК із виділенням основним каналом

Рекурентний алгоритм оцінювання вагового вектора $\mathbf{k}$ в квазіньютонівському АК із виділенням основним (нерегульованим) каналом обробки (рис. 1.45) у силу (1.82) і рівності $\mathbf{r} = [1 \ \mathbf{k}]^T$ можна записати в наступному вигляді:

$$\varepsilon_{k+1} = y_{0(k+1)} + \hat{\mathbf{k}}_k^* \cdot \mathbf{y}_{-(k+1)}, \quad (1.84a)$$

$$\hat{\mathbf{k}}_{k+1} = \hat{\mathbf{k}}_k - \frac{\hat{\Psi}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k+1)} \cdot \varepsilon_{k+1}^*}{1 + \mathbf{y}_{-(k+1)} \cdot \mathbf{v}_{-(k+1)}} = \hat{\mathbf{k}}_k - \hat{\Psi}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k+1)} \cdot \varepsilon_{k+1}^* \cdot c_{k+1}, \quad (1.84б)$$

$$\hat{\Psi}_{-(k+1)} = \hat{\Psi}_{-(k)} - \mathbf{g}_{k+1} \cdot \mathbf{v}_{-(k+1)}^*, \quad (1.84\text{в})$$

$$\mathbf{g}_{k+1} = c_{k+1} \cdot \mathbf{v}_{-(k+1)}; \quad \mathbf{v}_{-(k+1)} = \hat{\Psi}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k+1)}; \quad c_{k+1} = \frac{1}{1 + \mathbf{y}_{-(k+1)} \cdot \mathbf{v}_{-(k+1)}}. \quad (1.84\text{г})$$

Тут $\hat{\Psi}_{-(k)}$ – оцінка матриці, оберненої до кореляційної матриці завад компенсаційних (допоміжних) каналів на k -м кроці адаптації, що одержується по класифікованій навчаючий вибірці ШЗ $\mathbf{y}_{-(k)}$ цих каналів.

Цей АК при розмірі вагового вектора $\hat{\mathbf{k}}$, рівного $M_{\text{comp}} = M - 1$, еквівалентний по швидкодії в перехідному й ефективності в сталому режимі квазіньютонівському

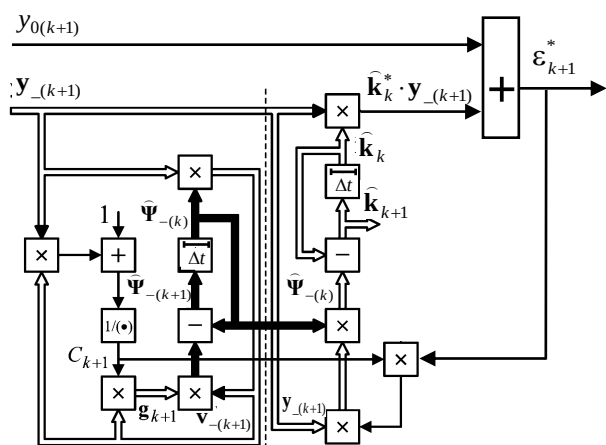


Рисунок 1.45 – Квазіньютонівський АК з виділенням основним каналом

АК із рівноцінними каналами (рис. 1.44), що працює за алгоритмом (1.82) при розмірі вагового вектора $\hat{\mathbf{r}}$, рівного M .

Основний недолік розглянутих вище алгоритмів МП оцінювання полягає в неможливості адаптуватися на їх основі по набору навчаючих вибірок об'єму $K \geq M$ або $K \geq M_{\text{comp}}$, а для того, щоб втрати ВСЗШ не перевищили 3 дБ, потрібні вибірки приблизно вдвічі більшого об'єму

($K \geq 2 \cdot M$). У широкому класі багатоканальних ($M \gg 1$) систем, що працюють у динамічно мінливій завадовій обстановці, вибірки такого об'єму можуть бути практично недоступними. Ефективну адаптацію на основі цих оцінок можна забезпечити тільки у відносно малоканалних системах обробки, наприклад, при малій кількості компенсаційних каналів у квазіньютонівському АК із виділенням основним каналом (рис. 1.45) і, як наслідок, тільки при малій кількості джерел ШЗ.

Причина цього недоліку в тім, що ранг оціночної $M \times M$ матриці (1.74) $r_1 = \min\{K, M\}$, так що при об'ємі вибірки $K < M$ ця матриця вироджена, а, отже, обернена до неї матриця і ваговий вектор не визначені.

Цей недолік відсутній у розглянутих нижче квазіньютонівських алгоритмах адаптації на основі діагонально регуляризованих МП оцінок ПКМ шумових завад.

1.6.6 Діагональна регуляризація МП оцінки ПКМ шумових завад у квазіньютонівському алгоритмі адаптації

При діагональній регуляризації (diagonal loading [76]) МП оцінка ПКМ шумових завад (1.74) замінюється невиродженою матрицею

$$\mathbf{A}_{rk} = \beta_0 \cdot \mathbf{I} + \mathbf{A}_k, \quad \mathbf{A}_k = \sum_{i=1}^k \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad k \in 1, K, \quad \beta_0 > 0, \quad (1.85)$$

додатно визначеною при будь-яких $K \geq 1$.

Додаткова скалярна матриця – регуляризатор $\beta_0 \mathbf{I}$ надає оціночній ПКМ (1.74) структуру істинної ПКМ. Вона уведена як можливий варіант урахування достовірної апіорної інформації про взаємно некорельовані власні шуми каналів приймання відповідно до принципу "очікуваної правдоподібності" (expected-likelihood (EL)) – конструктивною альтернативою принципу "максимальної правдоподібності" (maximum-likelihood (ML)) в умовах вибірок малого об'єму [77, 78]. Суть принципу EL оцінювання полягає в тім, що оцінкою апіорі невідомої істинної КМ береться не матриця, що максимізує відношення правдоподібності (ВП), а матриця, що наближає його значення до тих, яке можна чекати від ВП, породжуваного істинною КМ.

Матриця (1.28) має повний ранг незалежно від об'єму навчаючої вибірки, тому різні функції оберненої до неї матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ (наприклад, $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$), що реалізують процедуру адаптації (1.2), можуть формуватися вже з першої навчаючої вибірки. При відповідному виборі параметра регуляризації β_0 оцінка (1.28) може істотно підвищити швидкодію адаптивної обробки. Так, на її основі вхід у зону "3 дБ втрат" забезпечується при вибірці об'єму $K = 2 \cdot n$ [76, 79–81], удвічі більшого числа n зовнішніх джерел ШЗ, що в реальних умовах $n \ll M$ істотно менше ніж при адаптації на основі нерегуляризованих МП оцінок.

Регуляризація у квазіньютонівському АК (рис. 1.45) з виділенням основним каналом забезпечується наступним чином: процедура в (1.84в) "запускається" уже з першої навчаючої вибірки, для якої в ролі початкової використовується матриця

$$\hat{\Psi}_{-(0)} = \beta_{DL} \cdot \mathbf{I} = \beta_o^{-1} \cdot \mathbf{I}, \quad (1.86)$$

обернена до діагонального регуляризатора МП оцінки ПКМ загального виду $\beta_o \mathbf{I}$ (1.85) компенсаційних каналів.

1.7 Адаптивні решітчасті фільтри як загальна структурно-алгоритмічна основа побудови систем первинної просторово-часової обробки радіолокаційних сигналів

Адаптивні решітчасті фільтри рекомендуються як загальна структурно-алгоритмічна основа побудови систем первинної просторово-часової обробки радіолокаційних сигналів для розв'язання наступних задач:

- пеленгація джерел шумових випромінювань різного походження; на основі “надрозділяючого” просторово-часового спектрального аналізу (п. 1.1.3);
- захист РЛС різних діапазонів хвиль і призначення (РЛС виявлення, супроводження, розпізнавання, наведення, посадки, трасові, аеродромні, метеорологічні) від пасивних, активних і комбінованих перешкод;
- вимірювання параметрів метеорадіолокаційних сигналів у доплерівських метеорадіолокаторах.

Зокрема, теоретичні переваги розглянутих у п.п. 1.2–1.6 алгоритмів адаптації, заснованих на явно обчислених оцінках ПКМ, можуть виявитися нереалізованими на практиці. Причиною може бути типова для реальних умов погана обумовленість цих явно сформованих оцінок, що при неминуче кінцевій розрядності обчислень може приводити до великих помилок у значеннях елементів обернених матриць $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ і, як наслідок, вагових векторів і вихідних ефектів у цілому. Обумовлене цим зниження ефективності адаптивної обробки може не тільки не компенсуватися, але навіть збільшуватися зі збільшенням об'єму навчаючої вибірки.

Цей недолік суттєво послабляється, якщо замість явно сформованих оціночних КМ і матриць, обернених до них, використовуються їх так звані мультиплікативні (факторизовані) подання – у вигляді добутку слабозаповнених

матриць різної структури. Можливість представити довільну матрицю $\mathbf{A}$ у факторизованій формі $\mathbf{A} = \prod_{i=1}^m \mathbf{B}_i$ означає можливість побудувати фільтр із необхідною матричною імпульсною характеристикою (МІХ) $\mathbf{A}$ у вигляді послідовного з'єднання m ступенів з МІХ i -й ступеня, рівній i -му співмножнику $\mathbf{B}_i$ ($i \in 1, m$) результуючої МІХ. Навчаюча вибірка використовується в цьому випадку не для явного формування прямої й оберненої матриць, а для визначення параметрів їх співмножників $\mathbf{B}_i$ обраного виду (параметрів ступенів фільтра обраної структури).

Основні переваги такої організації обробки обумовлені кількома причинами. Найбільш важливої з них є істотно краща обумовленість співмножників оберненої матриці в цілому, число обумовленості якої найчастіше дорівнює добутку чисел обумовленості цих співмножників. Важливі також простота й "однорідність" співмножників, що спрощують структуру фільтра й нарощування його порядку. Багатоступінчаста побудова може виявитися й більш економічною по витратах пам'яті, оскільки загальна кількість параметрів, що визначають співмножники $\mathbf{B}_i$, може бути помітно менше кількості різних елементів добутку $\prod_{i=1}^m \mathbf{B}_i$.

В обчислювальній математиці використовуються різні види співмножників факторизованих подань матриць, що породжує багатоступінчасті фільтри різної структури, у загальному випадку нерівноцінні по складності й ефективності.

Адаптивні решітчасті фільтри (АРФ) будуються на основі отриманого авторами "узагальненого алгоритму Левінсона (УАЛ)" для $M \times M$ ермітової матриці $\Phi = (\varphi_{i\ell})_{i,\ell=1}^M$ в [51]. Назване факторизоване подання в цілому має вигляд

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} & & 0 \\ \mathbf{H} & & \\ & \mathbf{N}^* & \\ 0 & & \end{bmatrix} = \mathbf{D}_M \cdot \mathbf{D}_{M-1} \cdots \mathbf{D}_3 \cdot \mathbf{D}_2 \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{S}_1 \quad (1.87)$$

де $2 \cdot M \times M$ матриця $\mathbf{W}_1$, утворена $M \times M$ нижньою ($\mathbf{H}$) й $M \times M$ верхньою ($\mathbf{N}^*$) трикутними співмножниками Холецкого з дійсними додатно визначеними діагональними елементами [72, 73] матриці (рис. 1.46)

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{\Phi}^{-1} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^*, \quad (1.88)$$

що існують для будь-яких ермітових додатно визначених матриць, у тому числі КМ і матриць, обернених до них.

$$\begin{bmatrix} & \mathbf{H}^* \\ \mathbf{0} & \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} & \mathbf{0} \\ \mathbf{H} & \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & \mathbf{0} \\ \mathbf{N} & \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} & \mathbf{N}^* \\ \mathbf{0} & \end{bmatrix}$$

Рисунок 1.46 – Трикутні верхнє-нижнє і нижнє-верхнє розкладання ермітової позитивно визначеної матриці $\mathbf{\Psi}$

УФЛ (1.87) утворена діагональною $M \times M$ матрицею $\mathbf{S}_1 = \text{diag}(s_1(\ell))_{\ell=1}^M$, $2 \cdot M \times M$ матрицею “роздвоєння” $\mathbf{V} = \mathbf{I}_N \otimes [1, 1]^T$ ($\otimes$ – символ кронекерівського перемножування) і $2 \cdot M \times 2 \cdot M$ блочно-діагональними матрицями виду

$$\mathbf{D}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{i-1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Theta}_{ni} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{i-1} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \mathbf{\Theta}_{ni} &= \mathbf{S}_i \cdot \mathbf{\Theta}_i, \\ \mathbf{\Theta}_i &= \text{diag}\{\mathbf{\Theta}_i(\ell)\}_{\ell=1}^{M+1-i}, \\ \mathbf{S}_i &= \text{diag}\{s_i(\ell)\}_{\ell=1}^{M_i} \otimes \mathbf{I}_2, \end{aligned} \quad \mathbf{\Theta}_i(\ell) = \begin{bmatrix} \alpha_i(\ell) & 1 \\ 1 & \alpha_i^*(\ell) \end{bmatrix}, \quad (1.89)$$

$i \in 2, M; \quad \ell \in 1, M+1-i.$

На рис. 1.47, а показаний приклад $M = 4$ – входового РФ із 8×4 MIX $\mathbf{W}_1$ (1.87), а на рис. 1.47, б – “дзеркальний” йому $2 \cdot M = 8$ – входовий РФ із 4×8 MIX

$$\mathbf{W}_2 = \mathbf{W}_1^* = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{N} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_1 \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{D}_2^* \cdot \mathbf{D}_3^* \cdots \mathbf{D}_{N-1}^* \cdot \mathbf{D}_N^*. \quad (1.90)$$

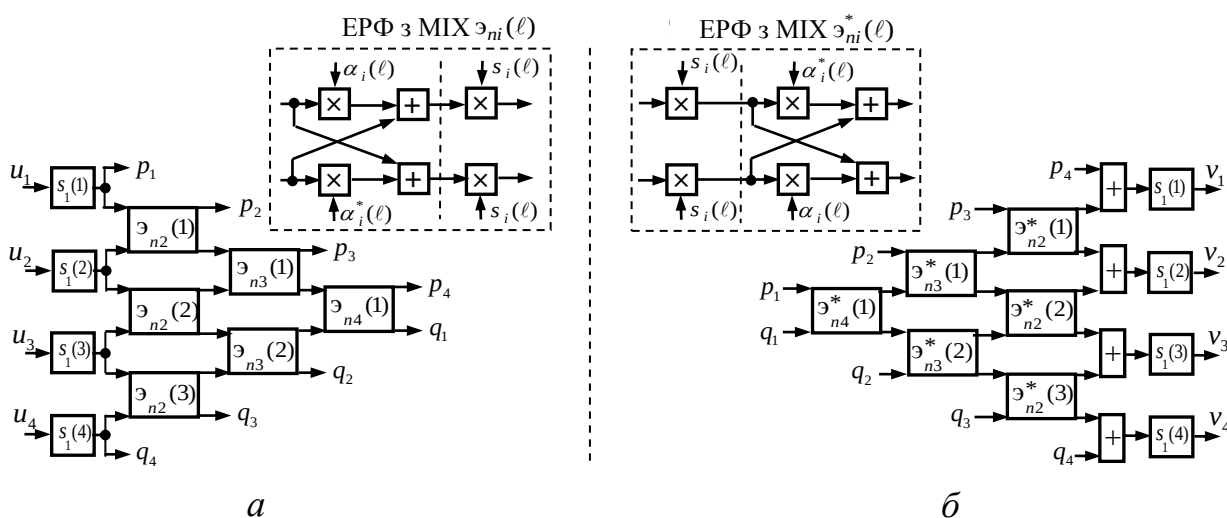


Рисунок 1.47 – Решітчасті фільтри з MIX (1.87) (а) та MIX (1.90) (б)

Вони будуються з набору показаних у штрихових рамках “елементарних РФ” (ЕРФ) – двовходових вагових суматорів із перехресними зв’язками з MIX $\mathbf{\Theta}_{ni}(\ell)$

(1.89) і $\alpha_{ni}^*(\ell)$. Параметрами ЕРФ є коефіцієнти $\alpha_m(\ell)$, $\alpha_m^*(\ell)$ і множники $s_m(\ell)$, що визначаються ними. Кількість ЕРФ послідовно по ступенях зменшується на одиницю в першому (а) і збільшується в другому (б) фільтрах.

Перший РФ перетворить довільний M – вимірний вектор $\mathbf{u} = (u_\ell)_{\ell=1}^M$ у $2M$ – вимірний вектор $\mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{u} = [\mathbf{p}^*, \mathbf{q}^*]^*$ з M – вимірними підвекторами

$$\mathbf{p} = (p_\ell)_{\ell=1}^M = \mathbf{H} \cdot \mathbf{u} \quad \text{та} \quad \mathbf{q} = (q_\ell)_{\ell=1}^M = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{u}. \quad (1.91)$$

Якщо при цьому дійсні коефіцієнти передачі його першого ступеню $s_1(\ell)$ будуть нормувати до одиниці вихідну потужність вхідного процесу

$$s_1^2(\ell) \cdot \overline{|u_\ell|^2} = s_1^2(\ell) \cdot \varphi_{\ell\ell} = 1, \quad \ell \in 1, N,$$

параметри $\alpha_i(\ell)$ – взаємно декорелювати процеси на виходах і регульованих входах відповідних ЕРФ, а $s_i(\ell)$ – нормувати до одиниці їх вихідні потужності, то $M \times M$ блоки $\mathbf{H}$ й $\mathbf{N}^*$ підсумкової МІХ $\mathbf{W}_1$ задовольняють рівностям (1.88). При цьому РФ рис. 1.47 об'єднає два відбілюючих фільтри, які перетворюють вхідний вектор $\mathbf{u}$ із КМ Φ у вектори $\mathbf{p} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{u}$ й $\mathbf{q} = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{u}$ з одиничною КМ (КМ білого шуму)

$$\Phi_p = \overline{\mathbf{p} \cdot \mathbf{p}^*} = \mathbf{H} \cdot \Phi \cdot \mathbf{H}^* = \mathbf{I}_N, \quad \Phi_q = \overline{\mathbf{q} \cdot \mathbf{q}^*} = \mathbf{N}^* \cdot \Phi \cdot \mathbf{N} = \mathbf{I}_N.$$

З'єднання двох відбілюючих РФ рис. 1.47, а та рис. 1.47, б утворить обертаючий фільтр (рис. 1.48) з МІХ

$$\mathbf{W}_2 \cdot \mathbf{W}_1 = \mathbf{W}_1^* \cdot \mathbf{W}_1 = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} + \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^* = 2 \cdot \Psi. \quad (1.92)$$

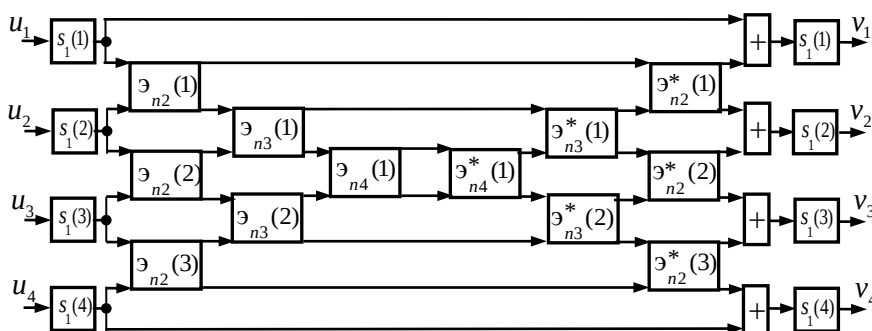


Рисунок 1.48 – Обертаючий фільтр

Обертаючий фільтр (рис. 1.48) умовно показаний на рис. 1.10, *а*. З'єднання двох РФ також залишається обертаючим фільтром (з $\text{MIX } \Psi$), якщо з'єднувати тільки **p** (рис. 1.49, *б*) або тільки **q** (рис. 1.49, *в*) виходи першого й входи другого РФ.

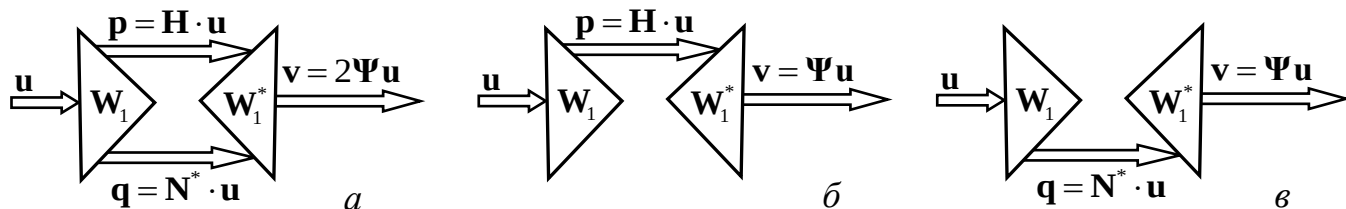


Рисунок 1.49 – Обертаючі фільтри на основі РФ

РФ має важливі додаткові достоїнства, пов'язані зі "спадкуванням" структурних особливостей початкової КМ.

Так, наслідком її ермітовості є комплексна спряженість параметрів відповідних ЕРФ (рис. 1.47, *а*, *б*), що забезпечує ермітовість матричної $\text{IX } \Psi$ обертаючого фільтра (рис. 1.48).

Наслідком персиметрії (симетрії елементів матриці щодо побічної діагоналі) КМ є апіорна рівність параметрів

$$s_1(\ell) = s_1(M+1-\ell), \quad \ell \in 1, M, \quad \mathfrak{z}_{ni}(\ell) = \mathfrak{z}_{ni}(M_i+1-\ell), \quad (1.93)$$

$$i \in 2, M; \quad \ell \in 1, M_i; \quad M_i = M+1-i$$

ЕРФ *i*-го ($i \in 1, M$) ступеню, симетричних щодо центрального. Це вдвічі знижує кількість оцінюваних параметрів на етапі адаптації.

Наслідком тьоплицевості КМ (елементи матриці, розташовані на будь-якій діагоналі, рівні між собою) є рівності

$$\mathbf{S}_1 = s_1 \mathbf{I}_N, \quad \mathfrak{Z}_{ni} = \mathbf{I}_{N_i} \otimes \mathfrak{z}_{ni}(1), \quad i \in 2, M; \quad M_i = M+1-i, \quad (1.94)$$

що означає однаковість параметрів усіх ЕРФ кожного ступеня РФ:

$$s_1(\ell) = s_1(1) = s_1, \quad \ell \in 1, M; \quad \alpha_i(\ell) = \alpha_i(1) = \alpha_i, \quad s_i(\ell) = s_i(1) = s_i, \quad i \in 2, M. \quad (1.95)$$

При цьому подання (1.87), (1.90) переходять у класичну факторизацію Н. Левінсона, що пояснює їх назву (УФЛ) для матриць загального виду.

Відзначене «спадкування» вигідно відрізняє АРФ від інших багатоступінчастих фільтрів, оскільки дозволяє досить просто використати апріорну інформацію про специфіку структури реально невідомої КМ для підвищення ефективності (швидкодії) адаптивної обробки. В адаптивних РФ (АРФ) вона враховується простою модифікацією "базових" алгоритмів їх адаптивного настроювання, синтезованих для вхідних КМ загального виду (без явно вираженої специфіки).

Для реальних умов апріорі невідомих КМ авторами розроблені алгоритми розрахунку параметрів ЕРФ (алгоритми адаптивного настроювання РФ) по навчаючій вибірці, для яких не потрібні явно сформовані оцінки КМ, але виконуються рівності

$$\hat{\mathbf{H}}^* \cdot \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{N}} \cdot \hat{\mathbf{N}}^* = \hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1} \quad (1.96)$$

для (не формованих явно) МП оцінок $\hat{\mathbf{H}}$ і $\hat{\mathbf{N}}^*$ відповідних трикутних матриць.

На основі налагодженого АРФ можна сформулювати різні функції матриці $\hat{\Psi}$, що вирішують різні завдання адаптивної обробки, без її явного формування. Такою функцією для даного проекту є оціночний ваговий вектор $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$ і вагова сума $\varepsilon = \mathbf{u}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}$ в цілому.

Він настроюється (адаптується) по навчаючій вибірці, яка послідовно перетворюється в ступенях РФ по відповідному алгоритму. Результати перетворення в попередньому ступеню використовуються для оцінки параметрів елементарних решітчастих фільтрів (ЕРФ) наступної. У процесі настроювання формуються такі оцінки параметрів утворюючих його ЕРФ, при яких (не формовані явно) оцінки $\hat{\mathbf{H}}$ й $\hat{\mathbf{N}}^*$ трикутних МІХ АРФ є співмножниками матриці $\hat{\Psi}$ (1.39), виконуючої функції оберненої до використовуваної оцінки КМ (також не формованої явно), наприклад, до МП оцінки $\hat{\Phi}$ (1.4) КМ ШП або її діагонально регуляризованому варіанту (1.28).

Проведене в ході виконання НДР математичне моделювання повністю підтвердили еквівалентність АРФ із параметрами на основі МП оцінок КМ загального виду або їх діагонально регуляризованих різновидів і відповідних

квазіньютонівських алгоритмів адаптації при високій розрядності обчислень, зокрема, при практично необмеженій (подвійній) розрядній сітці.

Однак при реально кінцевій розрядності обчислень еквівалентність АРФ і квазіньютонівських алгоритмів адаптації порушується й розходження між ними на користь АРФ можуть збільшуватися в міру росту інтенсивності зовнішніх перешкод і об'єму навчаючої вибірки.

Цей ефект наочно ілюструється результатами моделювання, наведеними на рис. 1.50. Тут показані залежності втрат у відношенні сигнал / (перешкода + шум) (ВСПШ) $\overline{\chi(K)}$ (у дБ) від об'єму навчаючої вибірки K для квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі діагонально регуляризованої МП оцінці КМ ШП (суцільні лінії) та АРФ (штрихові лінії) для $M_{comp} = 4$ компенсаційних каналів і $n = 4$ джерел перешкод у зоні бічних пелюстків ДС ФАР із відносною інтенсивністю в основному каналі приймання $h_0 = 25$ дБ (а) і $h_0 = 35$ дБ (б) при обчисленнях з обмеженою (одинарною) розрядною сіткою.

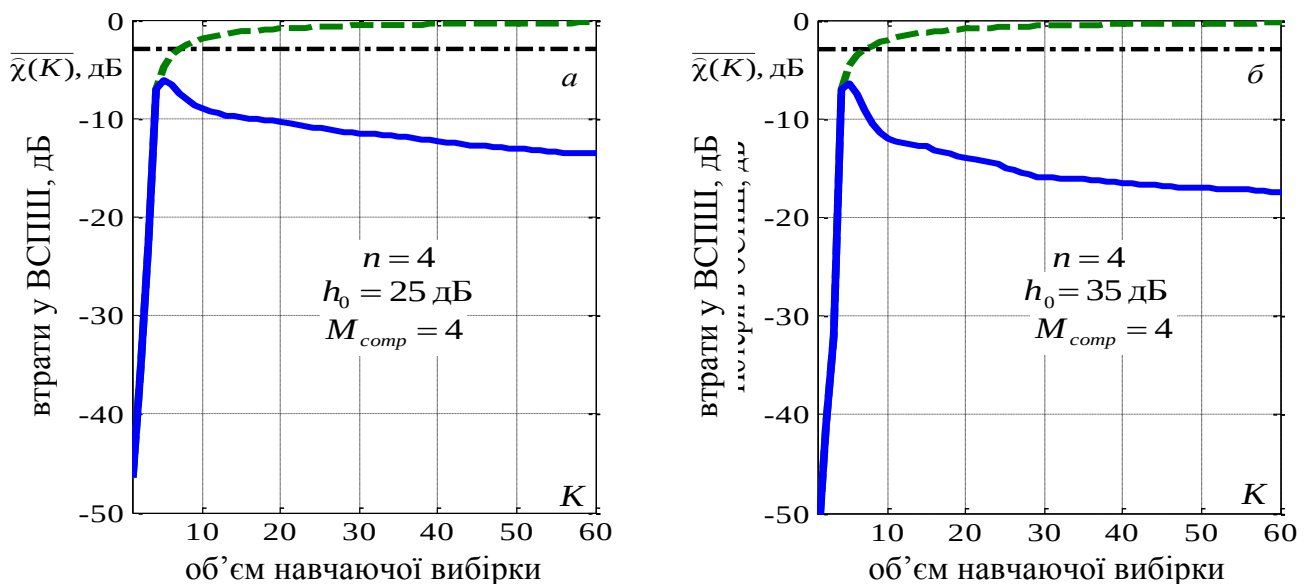


Рисунок 1.50 – Залежності втрат у ВСПШ $\overline{\chi(K)}$ (у дБ) від об'єму навчаючої вибірки K для квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі діагонально регуляризованої МП оцінці КМ ШП (суцільні лінії) та АРФ (штрихові лінії)

Видно, що в цих умовах в алгоритмах з явно сформованими оцінками КМ або матриць, обернених до них, показана суцільними кривими ефективність обробки з ростом об'єму навчаючої вибірки може не тільки не збільшуватися, але навіть знижуватися, і тем сильніше, чим вище інтенсивність перешкод. В АРФ (штрихові криві) цей ефект відсутній, у зв'язку із чим він виявляється істотно ефективніше теоретично еквівалентних методів, у яких оцінки використовуваних матриць формуються явно. Зокрема, у наведеному ілюстративному прикладі при об'ємі навчаючої вибірки $K=60$ виграш АРФ становить приблизно 13 дБ в умовах рис. 1.50, а і близько до 18 дБ в умовах рис. 1.50, б.

1.8 Приклади практичної реалізації АРФ для систем просторової та часової обробки радіолокаційних сигналів

1.8.1 Практична реалізація алгоритмів адаптивної обробки сигналів на тлі пасивних перешкод на основі адаптивного решітчастого фільтра з тьоплицевим

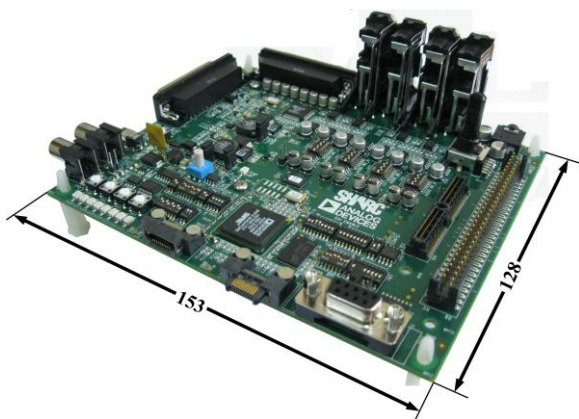


Рисунок 1.51 – Адаптивний решітчастий фільтр, реалізований на сигнальному процесорі "ADSP-21469" серії "SHARC"

алгоритмом настроювання параметрів проведена на налагоджувальному комплекті "21469 EZ-KIT Lite" на основі цифрового сигнального процесора "ADSP-21469" серії "SHARC" фірми "Analog Devices" (рис. 1.51).

Основні характеристики процесора:

- операції з 32-розрядними числами з "плаваючою" комою;
- тактова частота ядра процесора 450 МГц;
- об'єм внутрішньої пам'яті 5 Мбіт;
- наявність Simd-Режиму ("Single Instruction – Multiple Data");
- продуктивність до 2.7 Гфлоп/з у режимі SIMD;
- додатковий контролер портів введення-виводу;

- додатковий контролер КІХ-фільтра, БІХ-фільтра й БПФ-фільтра.

Порти зв'язку із зовнішніми пристроями:

- 8 послідовних портів (Serial Ports);
- 2 лінк порта (Link Ports);
- 2 Spi-сумісних (Serial Peripheral Interface) порта;
- 1 Uart-порт (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter);
- 1 порт зв'язку з DDR 2-контролером (Double Data Rate) зовнішньої пам'яті;

Особливості процесора:

- операції над 32-розрядними числами з "плаваючою" комою;
- завдяки Risc-архітектурі процесора основні операції (додавання, віднімання, множення, зчитування або запис даних у пам'ять процесора) виконуються за один такт процесора;

- у режимі "SIMD" ядро процесора виконує одну операцію над декількома числами, що майже вдвічі прискорює обчислення з комплексними числами;

- поділ внутрішньої пам'яті процесора на пам'ять даних і пам'ять програм і шин пам'яті на шину пам'яті програм і шину пам'яті даних дозволяє реалізувати режим "SIMD", а також виконувати кілька операцій, таких як додавання й віднімання, додавання/ віднімання й множення, додавання/ віднімання й запис/зчитування даних за один такт процесора;

- додатковий контролер портів введення виводу працює незалежно від основного ядра й виконує "прості" операції пересилання даних із пам'яті (на згадку) із зовнішніми й внутрішніми пристроями паралельно з основним ядром, "не відволікаючи" його від "більш складних" завдань – розрахунків;

- додатковий контролер КІХ-фільтра, БІХ-фільтра й БПФ-фільтра працює незалежно від основного ядра й виконує операції фільтрації вхідних даних.

Програма складається із двох підпрограм: основної, що втримується у файлі "21469_T_pack_main.asm" і додаткової, що втримується у файлі "21469_hdr.asm".

У додатковій підпрограмі описуються адреси векторів переривання для приймання й передачі даних через послідовні порти SPORT1A (канал RXSP1A) і SPORT3A (канал TXSP3A).

В основній підпрограмі описаний алгоритм настроювання $mm=16$ –канального $zz=4$ –ступеневого адаптивного решітчастого фільтра з настроюванням його параметрів по методу Берга для задач виявлення рухомих точкових цілей на тлі протяжних пасивних перешкод.

На вхід системи обробки надходить пачка *Pachka* комплексних амплітуд відбиттів в $kp=2 \cdot k + 2 \cdot c + 1$ елементах дальності аналізованого азимутального напрямку. Тут k – обсяг навчаючої вибірки перешкоди в досліджуваному елементі дальності. Ця навчаюча вибірка передувє й іде за "центральним" аналізованим відліком на "зону заборони" c . По навчаючій вибірці настроюються параметри адаптивного решітчастого фільтра (АРФ), через який "прогоняється" опорний вектор *хор_fn* очікуваного сигналу й вектор відлікв аналізованого дискрета дальності *sigx*.

Вектори *хор_fn* і *sigx*, що пройшли через настроєний АРФ, далі використовуються для формування нормованої передпорогової статистики *stat_out* виявлювача "адаптивний узгоджений фільтр" (adaptive matched filter (AMF)).

Отримані для всіх відлікв дальності нормовані передпорогові статистики *stat_out* передаються через послідовний порт SPORT3A (канал TXSP3A) у зовнішній компаратор, у якому отримані значення передпорогових статистик порівнюються з порогом і приймається рішення про наявність або відсутність цілі в розглянутому імпульсному об'ємі простору.

1.8.2 На рис. 1.52, а показана практична реалізація АРФ на сигнальному спецпроцесорі "Tiger SHARC" і приклад його використання для захисту РЛС від пасивних перешкод: вигляд індикатора кругового огляду (ІКО) при виключеному (рис. 1.52, б) і включеному (рис. 1.52, в) АРФ.

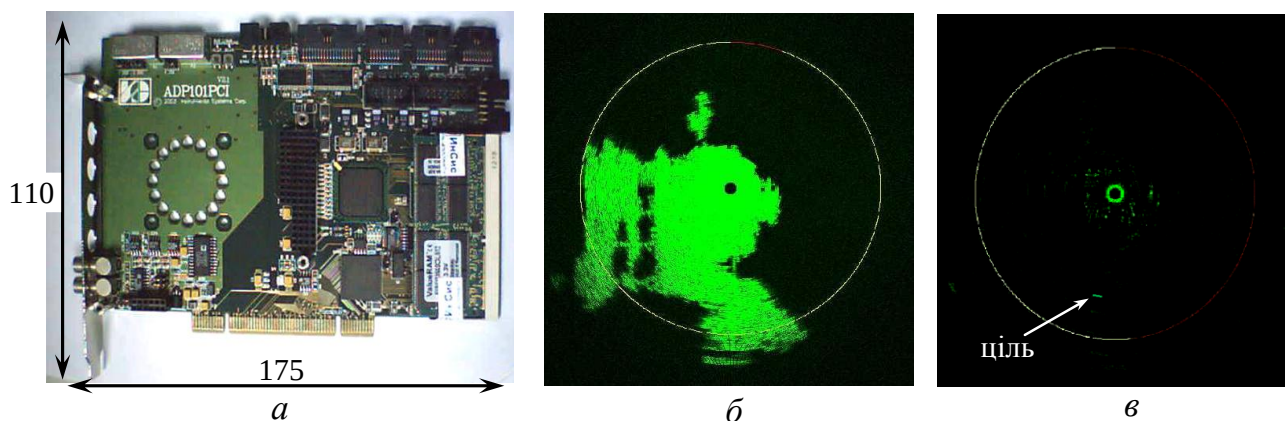


Рисунок 1.52 – Практична реалізація АРФ (а) та вигляд індикатора кругового огляду при виключеному (б) і включеному (в) АРФ

Так, при виключеному АРФ (рис. 1.52, б), на екрані ІКО спостерігаються відбиття від відбивачів, що заважають (місцевих предметів, хмар), які маскують відмітку від цілі. При включенні АРФ пасивна перешкода компенсується й на екрані ІКО спостерігається відмітка від цілі (рис. 1.52, в).

1.8.3 На рис. 1.53 показано зображення плати апаратно-програмного блока (АПБ) адаптивної цифрової часової обробки (ЦЧО) сигналів на тлі маскувальних пасивних завад на основі послідовного АРФ та PCIe-плати, установленими в слот PCIeexpress системної плати ПК. АПБ АЦЧО сигналів на тлі маскувальних пасивних завад побудовано на базі налагоджувальної плати MDSEVM6678L фірми Texas Instruments із високошвидкісною мікросхемою восьмиядерного сигнального процесору (СП) DSP TMS320C6678. Кожне з 8 ядер працює з тактовою частотою 1 ГГц і забезпечує швидкодію операцій із фіксованою крапкою кожного ядра до 44,8 GMAC, а із плаваючою крапкою – до 22.4 GFLOP. Вони мають по дві високошвидкісні пам'яті (кеш-пам'яті) рівня L1 ємністю по 32 КБ кожна, локальну пам'ять рівня L2 512 КБ та 4 МБ спільної для всіх ядер оперативної пам'яті СП.

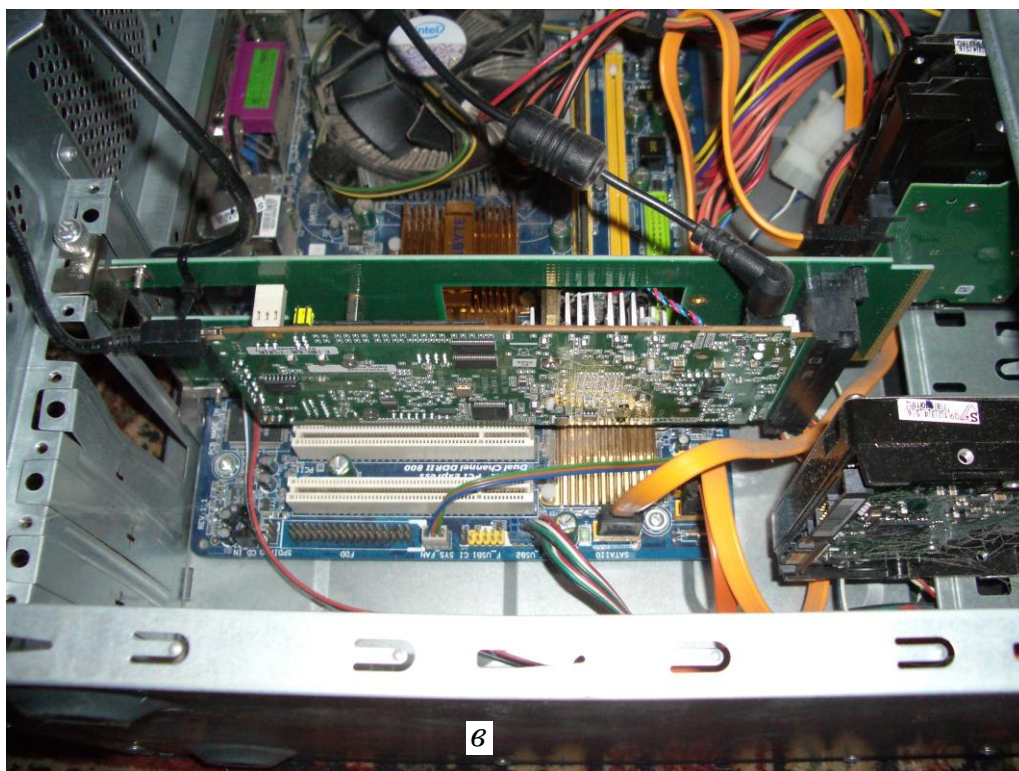


Рисунок 1.53 – Зображення АПБ АЦЧО та PCIe-плати в слоті системної плати

Окрім пам'яті, вбудованої в мікросхему, обрана для АПБ плата має необхідний для обробки радіолокаційних сигналів високошвидкісний оперативний запам'ятовуючий пристрій типу DDR3 (ємністю 1 ГБ), додатковий накопичувач флеш-пам'яті NAND FLASH (512 МБ), пам'ять початкових налаштувань SPI FlashNOR (128 МБ) та можливість завантажувати до пам'яті EEPROM (128 КБ) стартову програму через шину I2C.

Для програмування та налагодження програмного забезпечення використовується послідовний інтерфейс Mini USB, контролер USB-JTAG та спеціалізований апаратний інтерфейс DSP JTAG.

Через контролер UART мікросхеми процесору та службовий інтерфейс RS232 виводяться відліки часу, витраченого на міжперіодну (часову) обробку сигналів у заданому азимутальному напрямі.

Обмін даними (сигналами на вході СП та обробленими сигналами на його виході) між допоміжним пристроєм (зокрема, запам'ятовувальним блоком на базі Intel Core i7-5960X) та СП здійснюється через вбудований у мікросхему процесору інтерфейс PCI Express.

Функції синхронізації СП (CLK#1, CLK#2), часової діаграми ввімкнення живлячої напруги СП (POWER, POWER CONTROL), вибору способу та джерела початкового (стартового) завантаження програми СП виконує мікросхема ПЛІС (FPGA) XC3S200AN фірми XILINX. Пам'ять її архітектури зберігається в EEPROM з інтерфейсом SPI.

За необхідності, модифікація (перепрограмування) ПЛІС можлива через її, окремий від СП, спеціалізований апаратний інтерфейс JTAG CONNECTOR. Вибір початкового завантаження задається положенням перемикачів DIP SW.

На рис. 1.54 показаний вигляд екрану ІКО на вході (а) та виході (б) АПБ АЦЧО, що обробляє цифрові записи відбиттів діючої РЛС 10-см діапазону хвиль, зроблені в дуже похмурий осінній день. Видно, що істотну долю зони огляду займають потужні відбиття від грозових хмар (а), на тлі яких практично неможливо виявити точкові сигнали повітряних цілей.

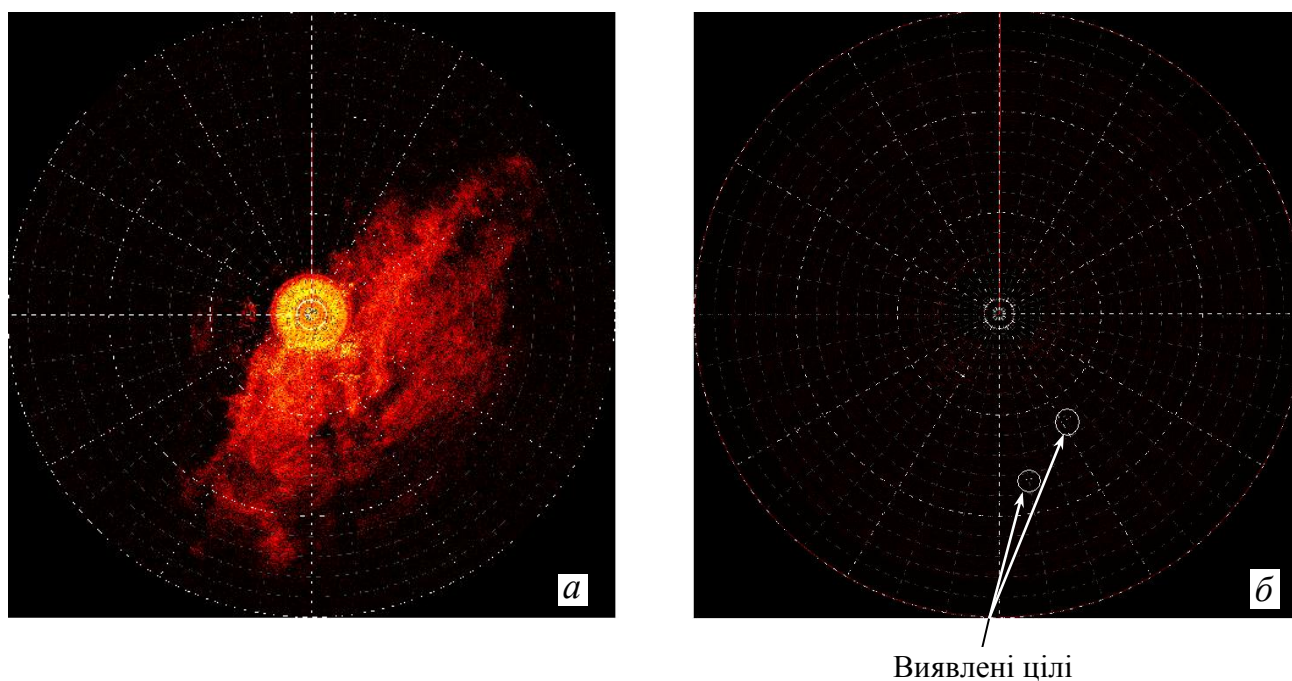


Рисунок 1.54 – Вхідні (а) та вихідні (б) сигнали АПБ АЦЧО на екрані ІКО 10 – см РЛС

Включення АПБ АЦЧО на основі 5-ступінчастого АРФ, що налагоджується по $M = 25$ -елементній пачці у "ковзній по дальності" навчаючий вибірці об'єму $K = 16$, практично до рівня шуму (б) скомпенсувало потужні протяжні ПЗ, за

рахунок чого стало можливим виявлення точкових відбивачів та їх наступна класифікація після порогової та траєкторної обробки.

1.8.4 На рис. 1.55 показано зображення плати апаратно-програмного блоку (АПБ) адаптивної цифрової просторової обробки (ЦПО) сигналів на тлі шумових завад на основі паралельного АРФ, установленної в слот PCIeexpress 8 lane системної плати ПК. АПБ АЦПО сигналів на тлі маскувальних шумових завад побудовано на базі налагоджувальної плати V7 ЕК-V7-VC707 (VC707) фірми Xilinx із високошвидкісною мікросхемою – вентиляюною матрицею (FPGA) типу XC7VX485T-2FFG1761C.

Мікросхема FPGA дозволяє створювати системи на кристалі (SistemOnChip), для розв’язання численних класів задач, зокрема, для реалізації алгоритмів обробки сигналів із розпаралелюванням процесів (у конкретному прикладі на паралельних процесах реалізована повна ступінь АРФ, скалярні помножувачі та інші).

Для програмування та налагодження програмного забезпечення використовується послідовний інтерфейс JTAG.

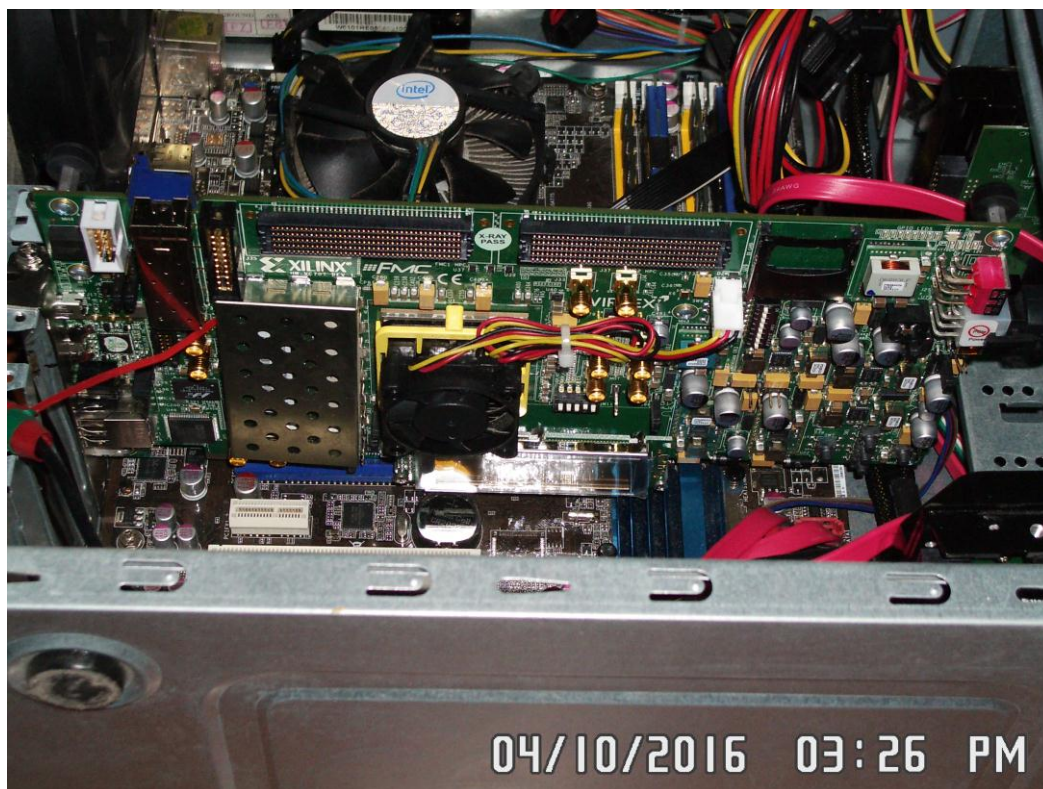


Рисунок 1.55 – Зображення АПБ АЦПО та PCIe-плати в слоті системної плати

Обмін даними (сигналами на вході FPGA та обробленими сигналами на його виході) між допоміжним пристроєм (зокрема, запам'ятовувальним блоком на базі Intel Core i7-5960X) та FPGA здійснюється через вбудований у мікросхему процесору інтерфейс PCI Express 8-lane.

Модифікація (перепрограмування) FPGA (ПЛІС) можлива з додаткового накопичувача флеш-пам'яті FLASH (128 МБ).

Через роз'ємні з'єднання FMC можливе підключення додаткових мезонінних модулів стандарту FMC.

Перед використанням налагоджувальної плати VC707 в складі додаткових засобів, двійковий код архітектури FPGA (bitstream) за допомогою штатних засобів плати записуються в енергонезалежну Flash-пам'ять, і далі автоматично переписується в пам'ять структури автомата FPGA при включенні живлення.

На рис. 1.56 показаний вигляд екрану ІКО на вході (*a, в, д*) та виході (*б, з, е*) АПБ АЦПО для реальних записів шумових завад 10 – см РЛС від $n=1$ (*a, б*), $n=2$ (*в, з*) та $n=3$ (*д, е*) джерел.

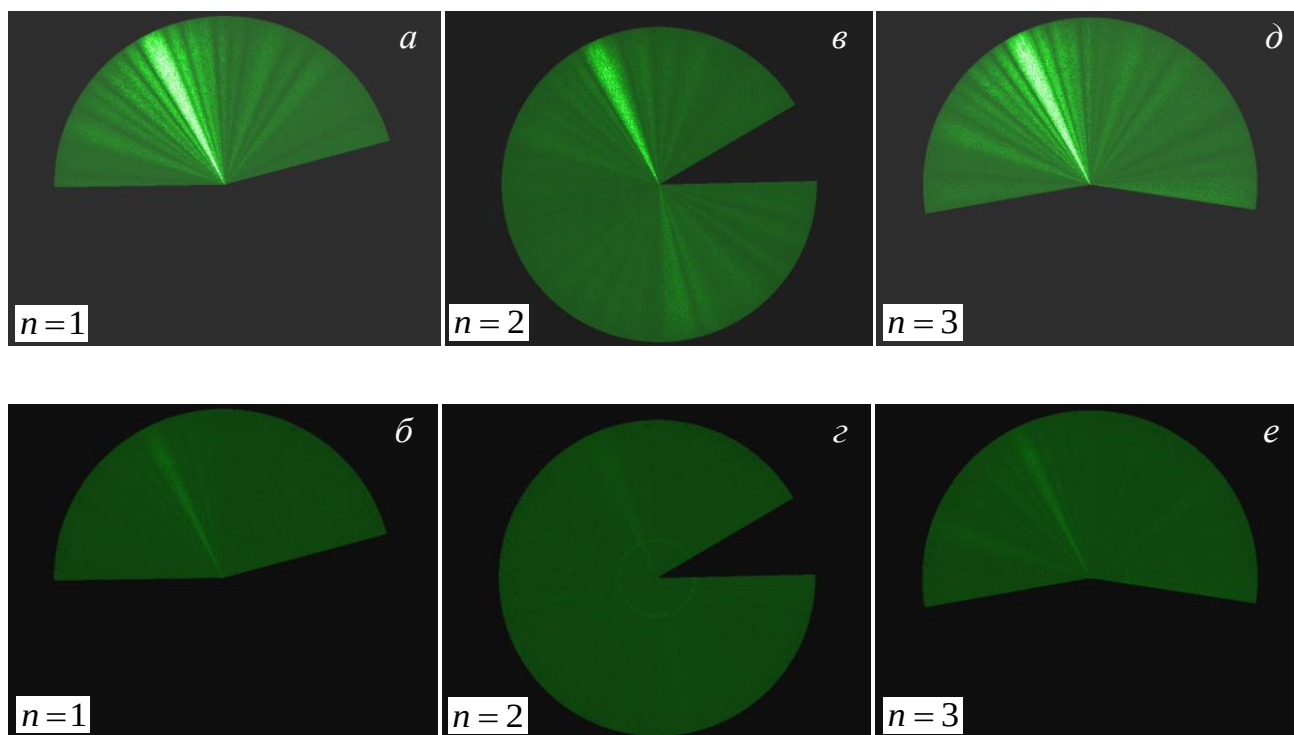


Рисунок 1.56 – Вхідні (*a, в, д*) та вихідні (*б, з, е*) сигнали АПБ АЦПО на екрані ІКО 10 – см РЛС

З порівняння цих екранів видно, що АРФ при об'ємі навчаючої вибірки $K_{АРФ} = 16$ придушив зовнішні шуми практично до рівня власного шуму основного каналу приймання.

1.9 Моделі радіолокаційних відбиттів різного фізичного походження в когерентних імпульсних РЛС різного призначення

1.9.1 У ході виконання НДР було розроблено моделі радіолокаційних відбиттів різного фізичного походження в когерентних імпульсних РЛС різного призначення, зокрема, математичні моделі пасивних завад (ПЗ) різної природи. Обґрунтовано можливість подання ПЗ набором із $K \geq 1$ випадкових взаємно незалежних гауссівських $M \geq 1$ –вимірних векторів комплексних амплітуд із заданою кореляційною матрицею (КМ) міжперіодних флуктуацій. Значення M визначається інтервалом міжперіодної обробки (розміром оброблюваної пачки), значення K – інтервалом міжперіодної стаціонарності відбиттів, що заважають. При постійному періоді проходження зондувальних імпульсів ця КМ є ермітовою і тьоплицевою та повністю визначається своїм першим (або останнім) стовпцем, елементи якого являють собою кореляційну послідовність (КП) – значення кореляційної функції міжперіодних флуктуацій відбиттів у дискретні моменти часу.

Розглянуті типові кореляційні функції й відповідні їм КП. Показано, що такі КП придатні для моделювання ПЗ із одномодовими (унімодальними) енергетичними спектрами міжперіодних флуктуацій, але не охоплюють широкого класу реальних ПЗ із багатомодовими (полімодальними) енергетичними спектрами міжперіодних флуктуацій. Для усунення цього недоліку запропоновано використовувати більше загальні моделі, що включають у себе ПЗ із типовими КП як окремі випадки. Можливість такого узагальнення пов'язана з тим, що кожний із процесів із типовою КП являє собою результат пропускання білого шуму через послідовно з'єднані ідентичні стійкі лінійні фільтри першого порядку. Саме ця ідентичність обмежує область доступних для моделювання ПЗ. В узагальненій моделі також

використовується перетворення білого шуму стійкою лінійною системою, але утворюючі її фільтри можуть мати довільні параметри. За рахунок цього одноманітно й досить просто можуть бути змодельовані процеси, як з унімодальними, так і полімодальними енергетичними спектрами міжперіодних флуктуацій. Структура використовуваних формуючих фільтрів така, що змодельовані ПЗ є випадковими процесами авторегресії (АР).

Знання загальних властивостей стаціонарних АР процесів довільного порядку p дозволяє цілеспрямовано змінювати параметри формуючого фільтра, щоб забезпечити необхідну форму спектра або кореляційної функції змодельованого процесу. Для зменшення перехідних процесів, тобто часових витрат на моделювання запропоновано перейти від класичної реалізації до решітчастої реалізації формуючого фільтра.

1.9.2 Алгоритм запропонованого методу моделювання ПЗ допускає два види початкових даних:

- задані корені характеристичного рівняння p -го порядку;
- задану КМ міжперіодних флуктуацій пасивних завад.

В обох варіантах по обраним вихідним даним налаштовується решітчастий фільтр (РФ), тобто відшукуються параметри, при яких його матрична імпульсна характеристика (МІХ) збігається з лівим трикутним співмножником матриці Φ . Використовуваний набір із $K \times M$ –вимірних векторів, що імітують K –вимірну вибірку ПЗ, здобувається шляхом перетворення в настроєному РФ $K \times M$ –вимірних гауссівських випадкових комплексних векторів з нульовим середнім і одиничною КМ, що формується стандартним датчиком випадкових величин комп'ютера.

1.10 Дослідницька програма формування радіолокаційних відбиттів в когерентних імпульсних РЛС різного призначення та оцінки ефективності адаптивних систем захисту від відбиттів, що заважають, і відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій відбиттів

1.10.1 На основі коротко описаної в п. 1.9 моделі радіолокаційних відбиттів у ході виконання НДР було розроблено дослідницьку програму для моделювання гауссівських комплексних векторів відліків випадкових процесів авторегресії (ВПАР) із заданими статистичними характеристиками, що імітують радіолокаційні відбиття від джерел різної природи в когерентних імпульсних РЛС, а також для оцінки ефективності адаптивних систем захисту від відбиттів, що заважають, різної природи.

Компоненти гауссівських комплексних векторів відліків ВПАР імітують випадкові відліки $y_{\ell}^{(i)}$ комплексних амплітуд вхідних дій у ℓ -му ($\ell \in 1, M$) каналі приймання (інтервалі зондування) у i -му елементі розділення за дальністю.

Програма моделює процеси з різними енергетичними спектрами або кореляційними матрицями (КМ) міжперіодних флуктуацій відліків і ефективно використовує можливу специфіку структури КМ (тьоплицєвість, персиметричність) для прискорення обчислювального процесу.

У програмі використовуються різні способи завдання вихідних даних:

- 1) коефіцієнти підсилення (КП) формуючого фільтра (ФФ) першого (КП ФФ-1) (рис. 1.57) або другого (КУ ФФ-2) (рис. 1.58) типу;
- 2) елементи кореляційної послідовності (КП);
- 3) КМ або параметри пов'язаного з нею спектра.

Також користувач може задати відносну (нормовану до частоти посилок) доплерівську частоту (ВДЧ) кожної моди спектра.

Залежно від використовуваного завдання початкових даних програма розбита на три базових режими – віконця з подібним розташуванням елементів. Передбачено попередній контроль спектра або КМ вибірки, що моделюються, з

правдоподібності (МП оцінок) КМ гауссівських перешкод для випадку кореляційної матриці (КМ) загального виду, персиметричної і троплицевої КМ.

1.10.2 Друга частина програми пов'язана з тестуванням алгоритмів міжперіодної обробки змодельованих радіолокаційних відбиттів в імпульсних РЛС.

Алгоритми, що тестуються, реалізують вагову обробку виду

$$u_{\Sigma(i)} = \hat{\mathbf{r}}_{(i)}^* \cdot \mathbf{y}_{(i)}, \quad (1.97)$$

де $u_{\Sigma(i)}$ – вихідний ефект системи МПО, $\mathbf{y}_{(i)}$ – згенерована вибірка, що імітує відліки радіолокаційних відбиттів на вході системи МПО. $\hat{\mathbf{r}}_{(i)}$ – ваговий вектор обробки, сформований по навчаючий вибірці заданого кінцевого об'єму i змодельованого процесу для обраного алгоритму МПО,

Ефективності вагової обробки алгоритмів МПО оцінюється за енергетичними критеріями:

1) величині вихідного відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) μ у гіпотетичній ситуації відомої кореляційної матриці адитивної суміші пасивної перешкоди й внутрішнього шуму й заданій оцінці вагового вектора $\hat{\mathbf{r}}$

$$\mu = \frac{|\hat{\mathbf{r}}^* \cdot \mathbf{x}|^2}{\hat{\mathbf{r}}^* \cdot \Phi \cdot \hat{\mathbf{r}}}, \quad (1.98)$$

де $\hat{\mathbf{r}}$ – ваговий вектор, сформований по навчаючий вибірці заданого кінцевого об'єму змодельованого процесу за обраним алгоритмом МПО, Φ – істинна КМ змодельованого процесу, $\mathbf{x} = \{(-1)^{(i-1)}\}_{i=1}^M$ – вектор сигналу, M – розмірність КМ змодельованого процесу;

2) величині коефіцієнта придушення K_{Π} сукупної перешкоди

$$K_{\Pi} = \frac{\varphi_{1,1} \cdot \hat{r}_1^2}{\hat{\mathbf{r}}^* \cdot \Phi \cdot \hat{\mathbf{r}}}, \quad (1.99)$$

де $\varphi_{1,1}$ – перший елемент істинної КМ змодельованого процесу Φ , $\hat{r}_1$ – перший елемент вагового вектора $\hat{\mathbf{r}}$.

Тестуються наступні алгоритми, що відрізняються використовуваними ваговими векторами обробки.

1) Кореляційні автокомпенсатори перешкод на основі стохастичних градієнтних алгоритмів адаптації.

Алгоритм формування вагового вектора $\hat{\mathbf{r}}$ в цьому випадку має вигляд:

$$u_{\Sigma(i)} = \mathbf{y}_{(1,i)} + \hat{\mathbf{r}}_{(i)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(i)}$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{(i+1)} = \hat{\mathbf{r}}_{(i)} - \frac{\zeta}{1 + \zeta \cdot \mathbf{y}_{-(i)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(i)}} \cdot \mathbf{y}_{-(i)} \cdot u_{\Sigma(i)}^*, \quad i = 1, \dots, K \quad (1.200)$$

де $\hat{\mathbf{r}}_{(i)}$ – $(M-1)$ -вимірний ваговий вектор, сформований по навчаючий вибірці заданого кінцевого об'єму i змодельованого процесу ($\hat{\mathbf{r}}_1 = \mathbf{0}$), ζ – задане значення коефіцієнта підсилення в ланцюзі зворотного зв'язку автокомпенсатора, $\mathbf{y}_{-} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^{M-1}$ – $(M-1)$ -вимірний вектор, що імітує відліки комплексних амплітуд змодельованого процесу на $(M-1)$ допоміжних входах автокомпенсатора, K – об'єм вибірки, що тестується.

2) Квазіньютонівські алгоритми адаптації на основі оцінок максимальної правдоподібності (МП оцінок) КМ гауссівських перешкод (див. п. 1.6.2–1.6.5).

Алгоритм формування вагового вектора $\hat{\mathbf{r}}$ в цьому випадку має вигляд:

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}, \quad (1.201)$$

де $\mathbf{x} = \{(-1)^{(i-1)}\}_{i=1}^M$ – вектор сигналу, $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ – матриця зворотна оцінці КМ змодельованого процесу $\hat{\Phi}$. Як оцінка КМ змодельованого процесу $\hat{\Phi}$

$$\hat{\Phi} = \{\phi_{i,j}\}_{i,j=1}^N = K^{-1} \cdot \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \{a_{i,j}\}_{i,j=1}^N = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad (1.202)$$

де $\mathbf{y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^M$ – M -вимірний вектор змодельованого процесу.

Для навчальних векторів

$$\mathbf{Y} = \{\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2\} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_i = \{y_{\ell}^{(i)}\}_{\ell=1}^N = \begin{cases} \mathbf{y}_i^{(1)}, & i \leq K/2, \\ \mathbf{y}_{i-K/2}^{(2)}, & i > K/2, \end{cases} \quad (1.203)$$

задовольняючим умовам

$$\mathbf{y}_i = \{y_l^{(i)}\}_{l=1}^N \sim CN(0, \Phi), \quad \overline{\mathbf{y}_i} = 0, \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \Phi, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in 1, K, \quad (1.204)$$

де Φ – істинна КМ змодельованого процесу, оцінка (1.202) є МП оцінкою КМ загального виду.

Передбачено можливість оцінки КМ змодельованого процесу по алгоритмах, що враховує персиметричну або тьоплицеву структуру КМ процесу, що моделюється.

3) Квазіньютонівські алгоритми адаптації на основі регуляризованих різновидів МП оцінок КМ (див. п. 1.6.6):

$$\mathbf{A}_r = \beta_o \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{A}, \quad \beta_o > 0. \quad (1.205)$$

4) Адаптивні багатоступінчасті фільтри на основі факторизованих подань матриць, обернених до КМ гауссівських перешкод, або їх стрічкових апроксимацій (див. п. 1.7).

У цьому випадку використовується ще один спосіб регуляризації, який полягає в стрічковій (*band*) апроксимації оцінки оберненої матриці.

Програма оперативно оцінює уведені параметри й сигналізує про значення, які виходять за межі припустимого діапазону або обчислюються з помилками. Виводиться також додаткова довідкова інформацію для кожного з режимів моделювання.

1.10.3 Розроблена дослідницька програма дозволяє також оцінити ефективність відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій відбиттів, зокрема, методами Берга і Кейпона (рис. 1.59).

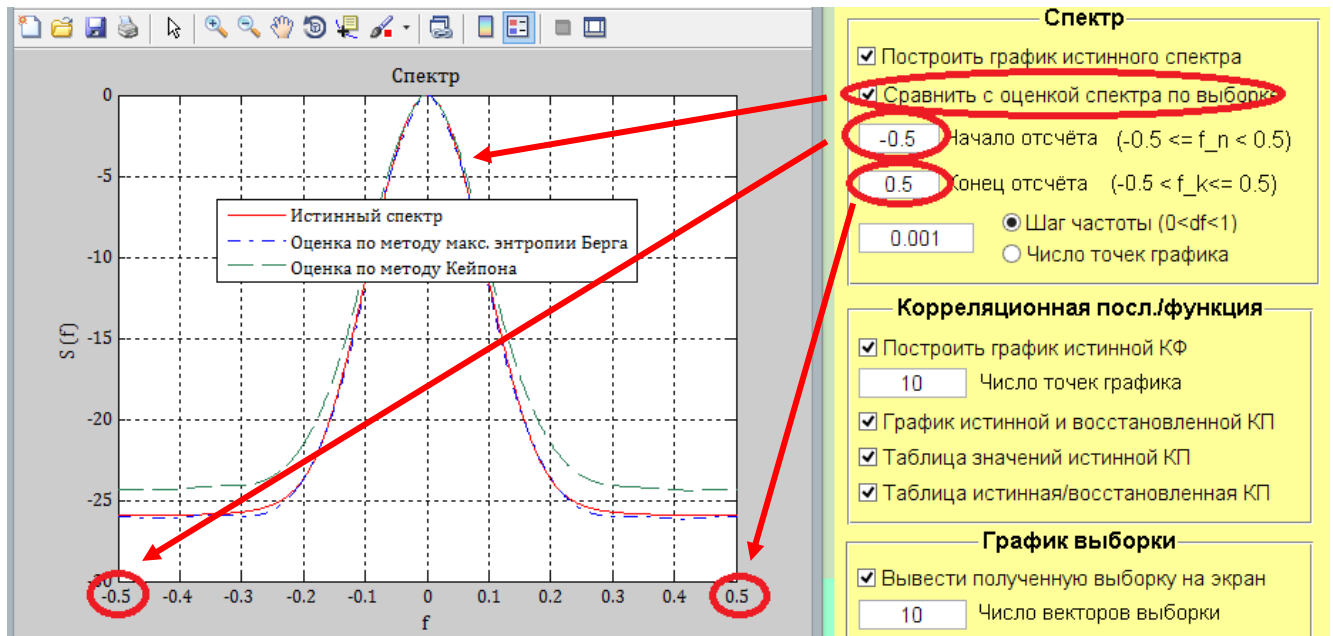


Рисунок 1.59 – Відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій відбиттів

1.11 Порівняльний аналіз відомих та нових методів оцінювання—відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій радіолокаційних відбиттів в когерентних імпульсних РЛС

Проаналізована ефективність ряду відомих і нових методів спектрального оцінювання по єдиних інтегральних критеріях (ІК) ефективності, що визначають роздільну здатність відтворення енергетичних спектрів стаціонарних випадкових процесів різної природи, які допускають апроксимацію адитивною сумішшю гауссівського білого шуму й авторегресійного процесу довільного порядку, в «граничній» і «адаптивній» умовах [82, 83].

«Граничність» розуміється в тому розумінні, що ці можливості відповідають гіпотетичним умовам знання реально апріорі невідомих $M \times M$ КМ M – вимірних векторів (пачки) відліків комплексних амплітуд зовнішніх відбиттів в M інтервалах зондування з кожного елемента дистанції імпульсної РЛС. У такій ситуації рівень помилок відтворення спектрів залежить тільки від розміру цієї пачки.

Показано, що необхідний розмір пачки, при якому помилки відтворення не перевершують припустиму величину (наприклад, -10 дБ), для методу Берга й

«проміжних» методів в 2,5 – 4 рази (процес $AP-\infty$) і менше (процес $AP-1$), чому для «класичного» Фур'є-спектра зі «згладженою» ІХ його ДПФ-фільтрів (рис. 1.60).

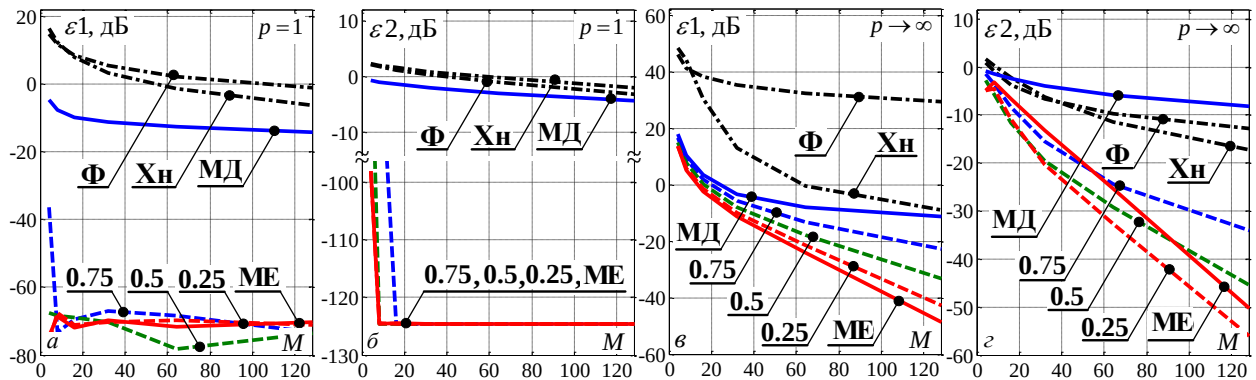


Рисунок 1.60 – Помилки спектральних функцій по першому і другому інтегральних критеріях методів максимальної ентропії Берга (МЕ), мінімальної дисперсії Кейпона (МД) та їх «проміжних» (МЕ-МД) різновидів ($\rho_1 = 0.99$, $\eta = 50$ дБ)

У реальній «адаптивній» ситуації апріорі невідома КМ замінюється тією або іншою її оцінкою, отриманою по навчаючий вибірці звичайно кінцевого об'єму. У цьому випадку ефективність методів спектрального оцінювання залежить від статистичних характеристик (зміщення й дисперсії) їх нормованих СФ, що визначають нижню границю середніх помилок випадкових значень ІК, розрахованих за випадковими оцінками КМ. Тому потенційно кращі методи (наприклад, метод МЕ) можуть уступати більш простим «класичним».

Роздільна здатність параметричних методів за розглянутими критеріями тем вище, чим вище якість використовуваної в них оцінки КМ. До них відноситься оцінка, що враховує «тьоплицеву» структуру КМ разом зі стрічково регуляризованою апроксимацією оберненої матриці. У цьому випадку запропоновані параметричні «проміжні» методи спектрального оцінювання виявляються ефективніше «класичних». При фіксованому розмірі пачки $M = 64$ й реально доступному об'ємі навчаючої вибірки $K = 8$ цей вигравш у більшості розглянутих ситуацій (рис. 1.61) досягає 3 – 7 дБ.

1.12 Комбінована система захисту від пасивних завад та оцінювання – відтворення їх енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій на основі АРФ

1.12.1 Конкретизуємо структуру комбінованої адаптивної системи (КАС) МПО імпульсної РЛС, у якій у реальних умовах параметричної апріорної невизначеності вирішуються завдання відтворення неперервних спектрів відбиттів від протяжних джерел і виявлення точкових повітряних цілей на їх фоні.

Порівняльний аналіз різних методів спектрального оцінювання (п. 1.9) показав доцільність практичного розв'язку першого завдання на основі «проміжного» (МЕ-МД) методу спектрального оцінювання зі СФ

$$\hat{s}_{\text{INT}}(f) = M_e / \sum_{m=\chi \cdot M}^M |p_m(f)|^2, \quad M_e = M \cdot (1 - \chi) + 1, \quad \chi \in 1/M, 1, \quad \beta_o > 0. \quad (1.206)$$

$$\mathbf{p}(f) = \{p_m(f)\}_{m=1}^M = \hat{\mathbf{H}}_b \cdot \mathbf{x}(f),$$

де, як і раніше, $\hat{\mathbf{H}}_b$ – нижній трикутний $M \times M$ корінь Холецького стрічкової матриці $\hat{\Psi}_b$, якої апроксимується матриця, обернена до використовуваної оцінки $\hat{\Phi}$ апріорі невідомої КМ M – вимірної пачки $\mathbf{u}$ суміші відбиттів від протяжних джерел і власного шуму приймача.

Для розв'язку другого завдання в типових умовах когерентних накопичувачів з «сильно згладженої» ІХ рекомендована адаптивна система СРЦ (рис. 1.62), що формує ППС виду

$$\hat{\varepsilon}_{QW}(f_s) = |\mathbf{z}^*(f_s) \cdot \hat{\mathbf{H}}_b \cdot \mathbf{u}|^2 = |\mathbf{z}^*(f_s) \cdot \mathbf{v}_u|^2, \quad \beta_o > 0. \quad (1.207)$$

$$\mathbf{v}_u = \hat{\mathbf{H}}_b \cdot \mathbf{u}, \quad \mathbf{z}(f_s) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}(f_s),$$

на основі квазівбілюючих (*quasi-whitening*) фільтрів із тими ж МІХ $\hat{\mathbf{H}}_b$.

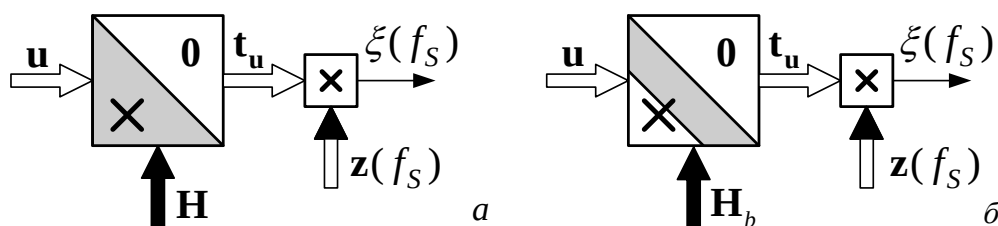


Рисунок 1.62 – Схеми СРЦ без повторного обілення

Найбільш складні операції в (1.206), (1.207) пов'язані з оцінкою параметрів, що визначають матрицю $\hat{\mathbf{H}}_b$, спільну для обох розв'язуваних задач.

Ця спільність використовується в КАС МПО, у якій різні статистики (1.206), (1.207) формуються на основі єдиного квазівибілюючого фільтра зі стрірковою нижньою трикутною МІХ $\hat{\mathbf{H}}_b$.

1.12.2 Приклад структури «паралельного» РФ для $M = 6$ й $zz = 3$ показаний на рис. 1.63, а (див. п. 1.7). Він будується з набору нормувальних множників $s_1(\ell)$ ($\ell \in 1, M$), у першому ступеню РФ і нормованих «елементарних» РФ (ЕРФ) – двовходових вагових суматорів із перехресними зв'язками (1.63, б) у наступних ступенях, число яких зменшується на одиницю від ступеню до ступеню.

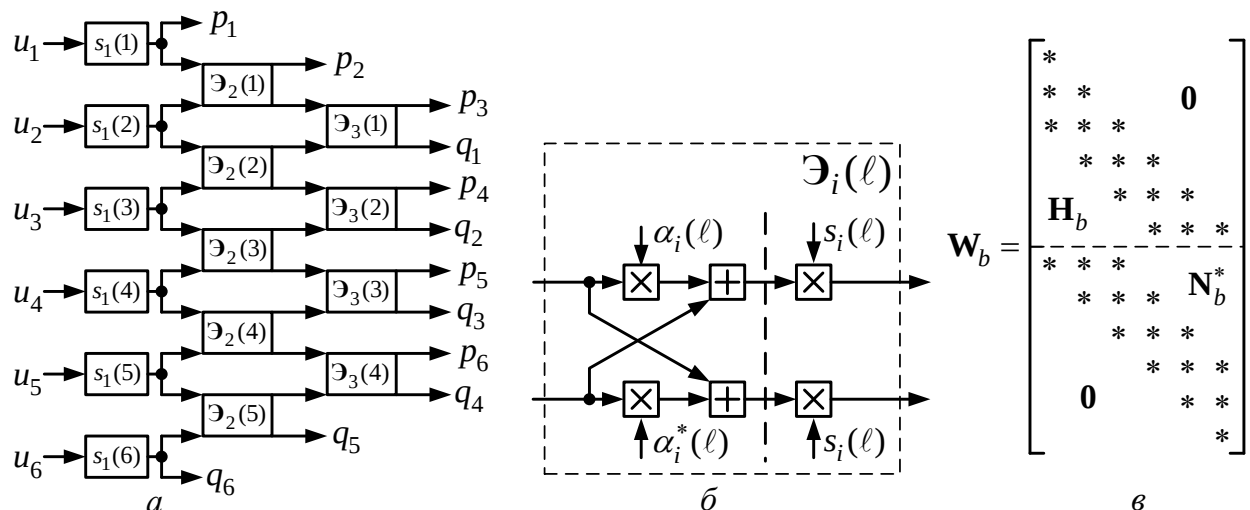


Рисунок 1.63 – Паралельний РФ із трикутними стрічковими МІХ ($M = 6$, $zz = 3$)

РФ (рис. 1.63, а) рівною мірою застосуємо як для систем просторової, так і часової (зокрема, МПО) обробки. У першому випадку M входів РФ підключаються до виходів M просторових каналів приймання, у другому – до M відводів лінії затримки через часові інтервали, обумовлені законом зондування імпульсної РЛС.

В останньому випадку РФ можна спростити, використовуючи показаний на рис. 1.64 «послідовний» (часовий) еквівалент паралельного РФ рис. 1.63.

1.12.3 Він містить вхідний нормувальний множник $s_1 = s_1(t)$, у типових умовах стаціонарного тільки на обмеженому часовому інтервалі вхідного процесу залежний від часу, $zz - 1$ і послідовно включених ідентичних за структурою ЕРФ (рис. 1.64, б). Через $T_1, \dots, T_3$ позначені елементи затримки на відповідний час, що залежить від використовуваного закону зондування РЛС.

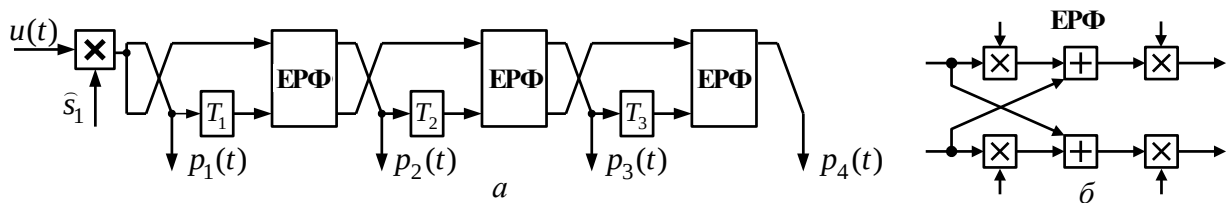


Рисунок 1.64 – «Послідовний» (часовий) РФ

Зокрема, при постійних інтервалах зондування й дальностно-азимутальній стаціонарності вхідного процесу (тьоплицевості КМ) $T_1 = T_2 = \dots = T_{zz-1}$, а параметри α_i ЕРФ постійні й рівні «частинним» коефіцієнтам кореляції вхідного процесу.

1.12.4 На рис. 1.65 показана схема пропонованої КАС МПО на основі єдиного «послідовного» АРФ, включеного на виході АЦП приймача. Статистики (1.206), (1.207) тут формуються трьохетапною процедурою.

На першому етапі в блоці настроювання АРФ по навчаючий вибірці оцінюються параметри його ЕРФ, які передаються у відповідні ЕРФ формувача спектра й виявлювача, результуючі МІХ яких (не формовані явно) дорівнюють необхідній матриці $\mathbf{H}_b$.

На другому етапі в РФ формувача спектра вектори «пошуку» $\mathbf{x}(f)$ у заданому діапазоні частот перетворюються у вектори $\mathbf{p}(f)$ (1.206), а вектор $\mathbf{u}$, що перевіряється на наявність сигналу у РФ виявлювача, – у вектор $\mathbf{v}_u$ (1.207). Обоє РФ однакові, тому при наявності часового резерву досить одного (кожного) з них, на вхід якого подається складений вектор $[\mathbf{u}, \mathbf{x}(t, f)]$. Його вихідний вектор у цьому випадку має структуру $[\mathbf{v}_u, \mathbf{p}(t, f)]$.

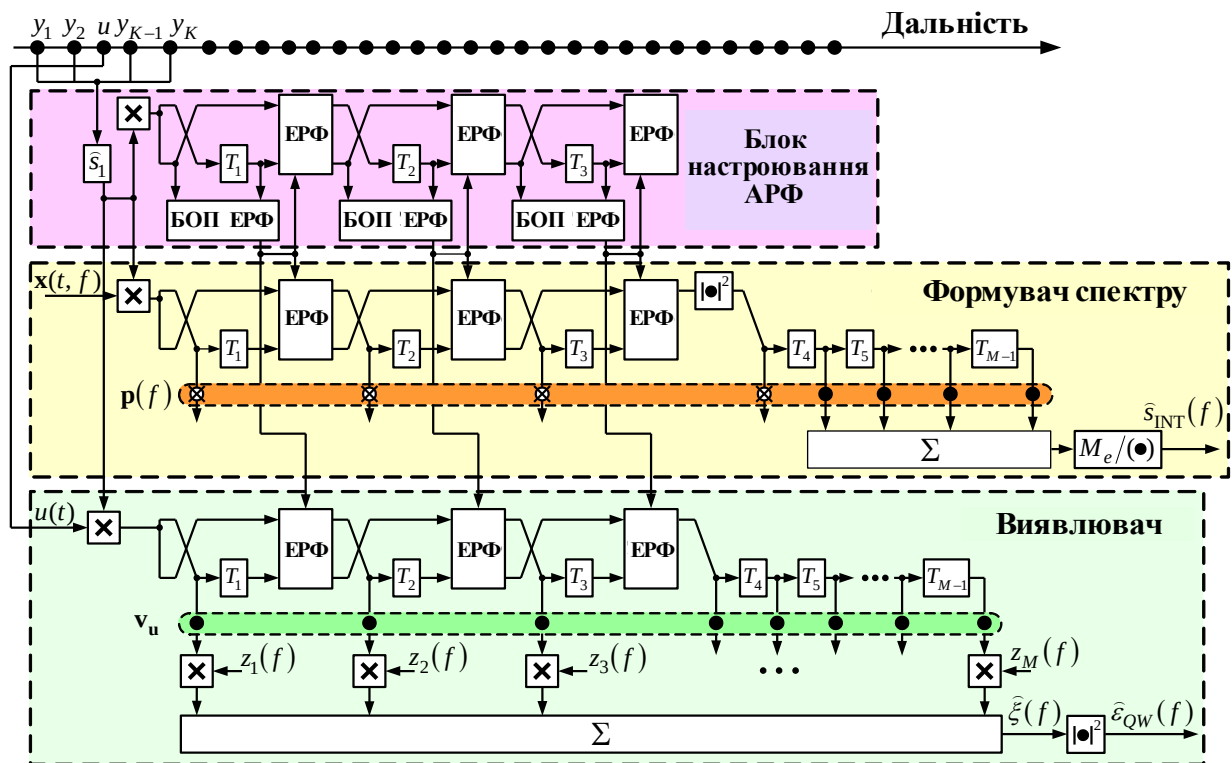


Рисунок 1.65 – Схема комбінованої МПО на основі «послідовного» РФ

На третьому етапі підсумовуються квадрати модулів компонент вихідного вектору $\mathbf{p}(f)$. Число компонент, що підсумовуються, визначає СФ вибраного методу спектрального оцінювання. Так, квадрат модуля єдиної (останньої) компоненти цього вектора визначає СФ методу МЕ (1.12б). Сума квадратів модулів усіх M його компонентів визначає СФ методу МД (1.12а). Показана на рис. 1.65 сума квадратів модулів $M_e < M$ останніх компонентів визначає СФ рекомендованого «проміжного» методу МЭ-МД (1.206). На цьому ж етапі компонента вектора $\mathbf{v}_u$ з виходів виявлювача когерентно підсумовуються з вагами – компонентами вектора $\mathbf{z}(f_s)$ (1.207). Квадрат модуля (1.207) отриманого скаляра в черговому елементі дальності порівнюється з порогом. За результатом цього порівняння ухвалюється розв'язок про наявність (відсутність) сигналу в елементі дальності, що перевіряється.

1.12.5 В описаній трьохетапній процедурі найбільш складним і відповідальним є перший етап – настрівлювання АРФ із необхідною трикутною стрічковою МІХ $\hat{\mathbf{H}}_b$. Більшість із них базується на МП оцінках параметрів ЕРФ або

тих або інших їх модифікаціях, що враховують можливу апіорну інформацію про специфіку структури КМ, обумовлену використанням законом зондування.

Зокрема, при сталості інтервалів зондування, коли припустиме припущення про тьоплицевість КМ, з безлічі в загальному випадку нерівноцінних модифікацій кращими є відомі оцінки Берга, які реалізуються в паралельному АРФ (рис. 1.63).

1.12.6 При вобуляції цих інтервалів, коли КМ свідомо не тьоплицева, практично найбільш прийнятний рекурентний алгоритм настроювання, отриманий в [84, 85]. Він розроблений для типової ситуації вхідних дій, стаціонарних тільки на обмеженому часовому інтервалі, коли навчаюча вибірка об'єму K для n -го елемента дальності формується в «ковзному» по дальності (часу) прямокутному «вікні» кінцевої довжини (рис. 1.66), що не перевищує очікуваного інтервалу стаціонарності аналізованого процесу за часом (дальністю). У цьому випадку навчаюча вибірка для кожного наступного елемента дальності в порівнянні з попередньою обновляється тільки частково – за рахунок виходу з її состава «старих» і входу «нових» навчальних векторів.

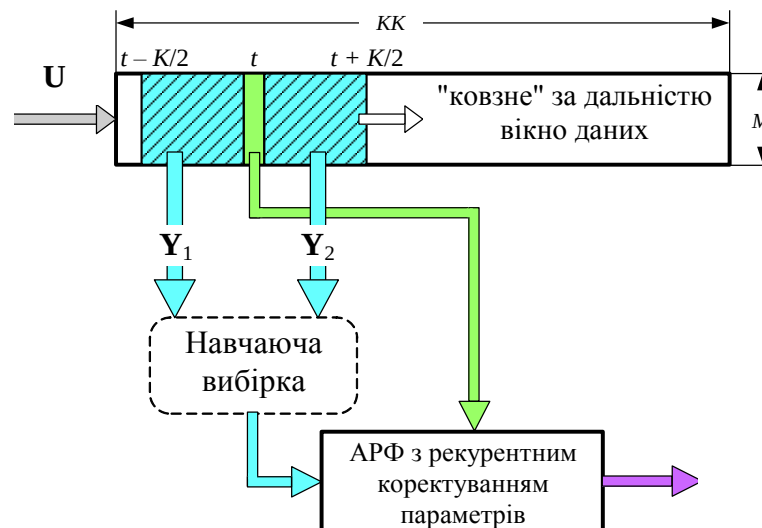


Рисунок 1.66 – Навчаюча вибірки пасивних завад

Таке тільки часткове відновлення створює передумови для «перенастроювання» АРФ у черговому елементі дальності з меншими витратами, чому при перерахуванні його параметрів по новій вибірці повного об'єму K , що може бути недоцільно або навіть практично неприпустимо.

«Ощадлива» процедура перенастроювання АРФ забезпечується в для оцінок КМ, що допускають подання у вигляді суми

$$\hat{\Phi}(n+1) = \hat{\Phi}(n) + \mathbf{Q}_r, \quad n \in n_{beg}, n_{end} \quad \beta_o > 0. \quad (1.208a)$$

$M \times M$ оцінки $\hat{\Phi}(n)$ КМ для n -го моменту часу (елемента дальності), що й модифікує матриці

$$\mathbf{Q}_r = \sum_{i=1}^r \lambda_i \cdot \mathbf{Q}_i, \quad \mathbf{Q}_i = \mathbf{g}_i \cdot \mathbf{g}_i^* \quad (1.208b)$$

рангу $r \geq 1$, рівній зваженій сумі r матриць $\mathbf{Q}_i$ одиничного рангу, утворених лінійно незалежними M – вимірними навчальними векторами $\mathbf{g}_i$. Вагові множники λ_i рівні $+1$ для векторів, що поповнюють навчаючу вибірку, і -1 для векторів, що виключаються з неї в процесі «ковзання» навчаючої вибірки за дальністю.

В умовах (1.208) ощадливо «перенастроїти» параметри АРФ для чергового елемента дальності в принципі можна за рахунок r – кратного використання відомих алгоритмів їх однорангової модифікації. У них на кожному кроці параметри ЕРФ розраховуються для оцінки КМ

$$\Phi_{\text{mod}}(i) = \Phi_{\text{mod}}(i-1) + \mathbf{Q}_i, \quad i \in 1, r, \quad \Phi_{\text{mod}}(0) = \hat{\Phi}(n), \quad \Phi_{\text{mod}}(r) = \hat{\Phi}(n+1) \quad (1.209)$$

з модифікованою матрицею $\mathbf{Q}_i$ одиничного рангу.

«Нові» параметри ЕРФ для i -го кроку виражаються через «старі» параметри (для $(i-1)$ -го кроку), які відомі, і результати перетворення в АРФ чергової (i -ої) навчаючої вибірки $\mathbf{g}_i$. «Нові» параметри $(n+1)$ -го елемента дальності стають «старими» для його $(n+2)$ -го елемента.

1.10.6 Можливий, однак, і принципово інший шлях, що припускає не r – кратну корекцію параметрів АРФ по алгоритмах однорангової модифікації, заснованим на поданні (1.209), а їх однократну корекцію, але по алгоритмах r – рангової модифікації на основі подання (1.208) у цілому. Такий шлях зменшує обчислювальну складність процедури настроювання через однократне, а не r – кратне перерахування скалярних параметрів ЕРФ у кожному елементі дальності, і підвищує її чисельну стійкість, оскільки в цьому випадку не накопичуються помилки, що виникають на кожному із r кроків процедури однорангової модифікації.

1.13 Комбінована система захисту від активних завад та пеленгації їх джерел на основі АРФ

1.13.1 У РЛС військового призначення звичайно передбачається як виявлення повітряних цілей на тлі перешкод, що створюються точковими джерелами шумових випромінювань, так і пеленгація цих джерел. Як правило, ці завдання вирішуються автономними системами обробки.

У той же час алгоритми рішення кожної із цих завдань можуть мати загальні операції, що становлять істотну частину відповідного алгоритму в цілому. У цих умовах обидва завдання можна вирішити більш просто, ніж при автономному рішенні кожної з них.

Так, ваговий вектор оптимального виявлювача сигналу точкової цілі на тлі гауссівських шумових випромінювань визначається матрицею $\Psi = \{\omega_{ij}\}_{i,j=1}^M = \Phi^{-1}$, оберненої до кореляційної матриці $\Phi = \{\phi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ цих випромінювань на виходах M просторових каналів приймання. Функції цієї ж матриці використовуються в багатьох сучасних “надрозділяючих” методах пеленгації джерел цих випромінювань (див. п. 1.1). Тому можна побудувати комбіновану систему виявлення – пеленгації, у якій загальні операції відповідних алгоритмів виконуються тільки один раз.

1.13.2 В п. 1.1.3 розглянуті “надрозділяючі” алгоритми СА (1.12), їх модифікація (1.17) при реалізації на основі АРФ (рис. 1.4).

На рис. 1.67 схематично показана комбінована система виявлення – пеленгації для РЛС із двовимірною ФАР, побудована на основі АРФ.

Тут класифікована навчаюча вибірка $\mathbf{U} = \{\mathbf{u}_i\}_{i=1}^K$ суміші зовнішніх випромінювань і внутрішнього шуму каналів приймання, сформованих у ДУС, використовується для налаштування АРФ.

У процесі налаштування визначаються такі співмножники його МІХ (параметри ступенів АРФ), добуток яких (не формоване явно) визначається трикутними співмножниками Холецького $\hat{\mathbf{H}}^* \cdot \hat{\mathbf{H}} = \hat{\Psi} = \hat{\mathbf{N}} \cdot \hat{\mathbf{N}}^*$ матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$, оберненої до використовуваної оцінки $\hat{\Phi}$ апіорі невідомої КМ Φ .

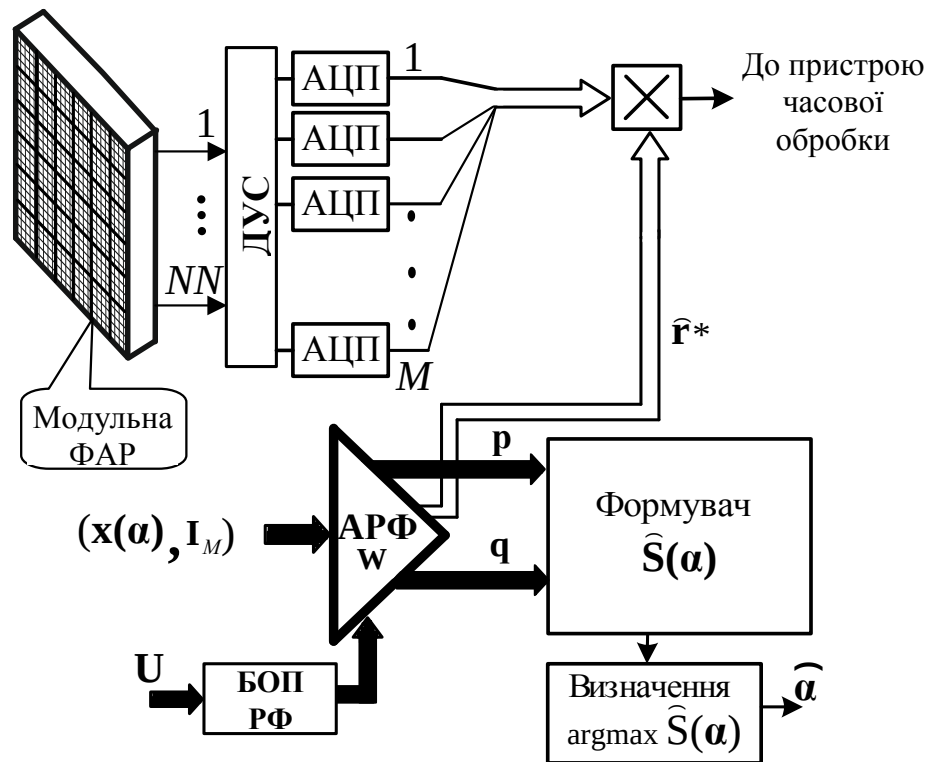


Рисунок 1.67 – Комбінована система виявлення – пеленгації на основі АРФ

Процес настроювання АРФ супроводжується перетворенням у ньому вхідного "робочого" пакета векторів. Він складається з набору опорних векторів $\mathbf{x}(\alpha)$ для аналізованих напрямків з обраного діапазону $\alpha \in [\alpha_b, \alpha_e]$, а також стовпців одиничної $M \times M$ матриці $\mathbf{I}_M$.

Вихідний пакет при цьому має структуру

$$\hat{\mathbf{W}} \cdot \{\mathbf{x}(\alpha), \mathbf{I}_M\} = \begin{bmatrix} \{\mathbf{p}(\alpha), \hat{\mathbf{N}}\} \\ \{\mathbf{q}(\alpha), \hat{\mathbf{N}}^*\} \end{bmatrix}. \quad (1.210)$$

При виборі в якості основного останнього каналу приймання функцію вагового вектора системи виявлення виконує останній рядок матриці $\hat{\mathbf{N}}$. Її елементи розташовані в M останніх позиціях на M -м виході АРФ (саме ця ситуація відбита світлою стрілкою на рис. 1.67). Якщо основним служить перший канал приймання, то цю функцію виконує перший рядок матриці $\hat{\mathbf{N}}^*$, елементи якої розташовані в M останніх позиціях на $(M + 1)$ -м виході АРФ. Очевидно, що обидва способи забезпечують однакову ефективність виявлення, тому з рівним правом може використовуватися кожний із них.

Вихідні пакети $\mathbf{p}(\alpha)$ й $\mathbf{q}(\alpha)$ надходять в "формував СФ". Розраховані в ньому СФ використовуються далі в у блоці аналізу, де по певній стратегії (п. 1.1) вирішуються завдання пеленгації джерел випромінювань.

1.14 Комбінована система первинної міжперіодної обробки сигналів імпульсних доплерівських метеорологічних локаторів на основі АРФ

Узагальнення вище приведених результатів досліджень дозволяє побудувати на основі АРФ комбіновану систему первинної міжперіодної обробки сигналів імпульсних доплерівських метеорологічних радіолокаторів (ІДМРЛ) з компенсацією відбиттів від місцевих предметів, виявленням повітряних об'єктів малої просторової довжини (точкової цілі) [86, 87], зокрема, літаків військової або цивільної авіації, і усуненням відбиттів від них із навчаючої вибірки метеосигналів. Структура такої комбінованої системи показана на рис. 1.68. Вона складається зі спектроаналізатора метеосигналів, що реалізує, наприклад, алгоритм МД Кейпона, і виявлювача сигналів рухомих точкових цілей. Обидві підсистеми побудовані на основі АРФ, що складається з решітчастого фільтра (РФ) і блоку оцінки параметрів РФ (БОП РФ).

Тут горизонтальною смугою розміру $M \times KK$ показані M – елементні пачки комплексних амплітуд відбиттів в KK елементах дальності аналізованого азимутального напрямку. Його "затемнені" області містять $K/2$ суміжних пачок $\mathbf{U}_1 = \{\mathbf{u}_i^{(1)}\}_{i=1}^{K/2}$, що передують центральній (незатемненій), і $K/2$ суміжних пачок $\mathbf{U}_2 = \{\mathbf{u}_i^{(2)}\}_{i=1}^{K/2}$, що діють за нею, утворюють "ковзну" за дальністю навчаючу вибірку $\mathbf{U}_{\text{нв1}} = \{\mathbf{U}_1 \mathbf{U}_2\}$ для БОП РФ виявлювача цілей об'єму K . Ця вибірка містить відліки комплексних амплітуд відбиттів як від метеоутворень, так і від місцевих предметів. Такі відбиття у виявлювачі цілей уважаються пасивною маскувальною перешкодою. При цьому з навчаючої вибірки виключається центральна пачка ковзного вікна $\mathbf{u} = \mathbf{u}(t)$, яка перевіряється на наявність корисного сигналу (відбиття від рухомої точкової цілі), що виключає можливість компенсації останнього.

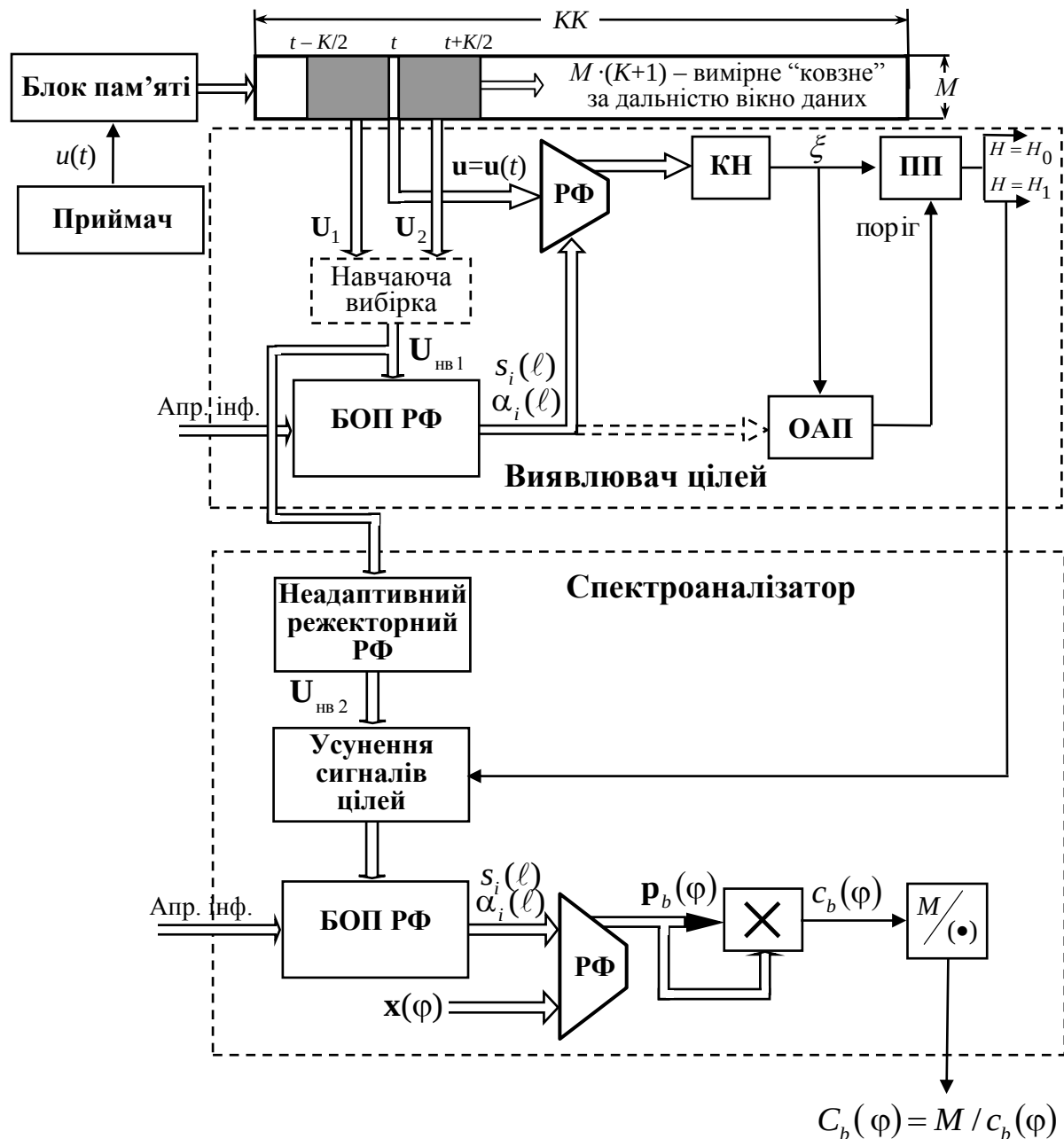


Рисунок 1.68 – Комбінована система первинної міжперіодної обробки сигналів в ІДМРЛ

Для спектроаналізатора перешкодою вважаються відбиття від земної поверхні та місцевих предметів, а відбиття від метеоутворень є сигналом. Тому ці відбиття виключаються в неадаптивному режекторному РФ (рис. 1.68) з навчаючої вибірки для БЛОП РФ спектроаналізатора [87]. При цьому навчаюча вибірка $U_{\text{нв1}}$ перетворюється у вибірку $U_{\text{нв2}}$, що містить відліки комплексних амплітуд суміші відбиттів від метеоутворень та внутрішнього шуму. Додатково з навчаючої вибірки $U_{\text{нв2}}$ усуваються відбиття від повітряних точкових цілей. Це здійснюється за

інформацією від виявлювача цілей при ухваленні рішення «ціль є» ($H = H_1$) у відповідному елементі розділення за дальністю. Відповідно у виявлювачі для забезпечення потрібних показників якості в АРФ компенсуються відбиття від земної поверхні та місцевих предметів. При цьому АРФ (РФ + БОП РФ) виявлювача (рис. 1.68) настроюється по навчаючий вибірці $U_{\text{нв1}}$.

Адаптивний спектральний аналіз метеосигналів у спектроаналізаторі (рис. 1.68) реалізується "стрічковим" методом Кейпона на основі АРФ, що дозволяє реалізувати й набір (банк) різних «надрозділяючих» методів СА (рис. 1.4).

Однак при всій розмаїтості спектральних функцій надрозділяючих» методів СА вони являють собою не більш ніж різні способи добування інформації, що вже втримується в параметрах АРФ, отриманих у процесі його настроювання. Зокрема, інформація, що витягається звичайно, про три моменти спектра втримується в $s_1(\ell)$ параметрах $s_1(\ell)$ ($\ell \in 1, M$) та $\alpha_2(\ell)$ ($\ell \in 1, M - 1$) уже першого ступеню АРФ, що визначають 2×2 елементи КМ відбиттів двох суміжних періодів зондування.

У зв'язку із цим надалі необхідно розглянути питання про відмову на майбутнє (при розробленні відповідних алгоритмів розпізнавання метеоявищ на етапі вторинної обробки) від формування будь яких СФ, у тому числі й "надрозділяючих". Еталонами що різних метеоутворень можуть служити статистичні характеристики, що різняться, відповідних їм векторів параметрів настроєних АРФ, зокрема, МП оцінки кореляційних матриць векторів цих параметрів. Розмірність цих векторів і відповідних їм КМ може регулюватися вибором числа ступенів АРФ. Розпізнавання метеоявищ у робочому режимі може базуватися при цьому на аналізі й порівнянні ступеня "близькості" сформованого в цьому режимі вектора параметрів АРФ до "еталонного" векторам параметрів.

Очевидно, що для практичної реалізації такої стратегії добування метеоінформації потрібні подальші теоретичні й експериментальні дослідження. У той же час уже зараз є причини думати, що вона може стати плідним доповненням, а згодом — і альтернативою існуючої загальноприйнятої стратегії розпізнавання метеоявищ в ІДМРЛ.

Про це свідчить, зокрема, накопичений досвід використання АРФ при рішенні різних завдань адаптивної обробки сигналів, зокрема, на тлі перешкод. Так, численні теоретичні й експериментальні дослідження, деякі результати яких наведені й у цьому звіті, показують, що адаптивна система СРЦ на основі АРФ забезпечує компенсацію ПЗ з апіорі невідомими й різними статистичними характеристиками (зокрема, КМ) з високою ефективністю. Це означає, що сформовані в БОП РФ оцінки параметрів АРФ добре адаптуються до цих характеристик, які при когерентності випромінювання визначаються специфікою відповідних відбиттів. Це дає підстави думати, що як ознака класифікації різних метеоявищ в ІДМРЛ замість оціночних спектрів різного виду можна й доцільно використовувати оцінку вектора α параметрів АРФ, які формуються "на проході" з істотно меншими обчислювальними й, отже, апаратними або часовими витрат. Достоїнство такого рішення полягає також у простоті керування розмірністю вектора цих параметрів або оцінки $\hat{\Phi}_\alpha$ його КМ $\Phi_\alpha = \overline{\alpha \cdot \alpha^*}$ – зміною числа m ступенів АРФ.

Процедури класифікації метеоявищ за вектором параметрів АРФ можуть бути різними. Перспективним представляється, зокрема, порівняння квадратичних форм $\zeta_i = \alpha^* \cdot \hat{\Psi}_{\alpha i} \cdot \alpha$ ($i \in 1, N$) вектора параметрів, отриманих у процесі настроювання АРФ, з матрицями $\hat{\Psi}_{\alpha i} = (\hat{\Phi}_{\alpha i})^{-1}$, що виконують роль попередньо набраних еталонів N метеоявищ, що класифікуються. Значення цих квадратичних форм являють собою відомі критерії статистичної перевірки гіпотез про приналежність випадкового вектора α процесу із КМ $\Phi_{\alpha i}$ – при істинності гіпотези вони менше, ніж при її хибності.

Ця, а також ряд інших можливих процедур, як і процедури добування метеоінформації з параметрів спектрів відбиттів, мають потребу в додаткових теоретичних і експериментальних дослідженнях.

1.15 Рекомендації з практичної реалізації систем пеленгації постановників шумових випромінювань і відтворення спектрів відбитих сигналів у РЛС різного призначення

1.15.1 Запропоновані алгоритми пеленгації постановників шумових випромінювань рекомендовано реалізувати на основі паралельного багатоступінчастого АРФ, побудованого на основі факторизованого уявлення матриці, оберненої до діагонально регуляризованої МП оцінки КМ. При реально кінцевій розрядності обчислень він більш ефективний, ніж системи, в яких оцінки КМ або матриць, обернених до них, формуються явно.

1.15.2 Вибір паралельної, а не послідовної, структури АРФ обумовлено паралельністю просторової обробки сигналів (одночасністю прийому сигналів усіма просторовими каналами прийому). Тому в якості основи цифрової елементної бази доцільно вибирати програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛІС) нового покоління, прикладом яких є вентильна матриця сімейства Virtex7 фірми XILINX, оскільки саме ПЛІС (FPGA) найбільш придатні для паралельної обробки.

Сучасні вентиляльні матриці здійснюють цифрову обробку інформації з тактовими частотами в сотні мегагерц за рахунок використання сотень імерсійних спеціалізованих процесорних елементів, сотень тисяч логічних елементів, великого об'єму запам'ятовувальних елементів, а також високошвидкісних інтерфейсних блоків. Важливою перевагою вентиляльних матриць із запам'ятовуванням створеної структури на основі статичних елементів є можливість перепрограмування ПЛІС (зміни алгоритму роботи автомата) протягом декількох мілісекунд, причому кількість змін алгоритмів необмежена. Ще одна важлива перевага використання технології ПЛІС – мала потрібна споживана потужність.

1.15.3 Необхідна розрядність обчислень – 40 з плаваючою комою.

1.15.4 Значення діагонального регуляризатора β_0 доцільно вибирати у межах $\beta_0 = 3 \div 15$.

1.15.5 Вибір об'єму K навчаючої вибірки для формуванні вагових векторів просторової обробки сигналів на тлі взаємно незалежних ШЗ визначається кількістю n їх джерел. Так, при $n = 3-5$ об'єм навчаючої вибірки K для настроювання паралельного АРФ можна обмежити діапазоном $K = 30 \div 60$.

1.15.6 При проектуванні системи компенсаційних каналів у РЛС із двовимірною ФАР при виборі кількості та місцезрешування компенсаційних модулів доцільно дотримуватися наступних рекомендацій:

- компенсаційні модулі повинні бути рознесені як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах;
- при високій ідентичності імпульсних характеристиках (ІХ) приймальних каналів кількість компенсаційних модулів повинна бути не менше кількості джерел зовнішніх шумових випромінювань. Це теоретично забезпечить ефективність обробки, близьку до потенційно можливої у відповідних умовах;
- при неідентичних ІХ приймальних каналів для досягнення ефективності обробки, близької до потенційної, потрібно збільшувати кількість компенсаційних модулів у 2 – 3 рази. У цьому випадку росте ймовірність того, що в збільшеній кількості каналів із випадковими параметрами неідентичності знайдуться $m \geq n$ "гарних" каналів з імпульсними характеристиками, що забезпечать ефективну компенсацію випромінювань n зовнішніх джерел ШП.

Так, при можливій дії до п'яти незалежних постановників шумових завад рекомендована кількість компенсаційних каналів складає $M_{comp} = 12$, які рознесені у просторі у горизонтальній і вертикальній площинах.

Розділ 2

РОЗРОБЛЕННЯ ТЕХНОЛОГІЇ ІНТЕГРАЦІЇ СУПУТНИКОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ ПРИЙМАЧІВ І ЗАСОБІВ ІНЕРЦІАЛЬНОЇ НАВІГАЦІЇ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ПРОСТОРОВОГО ПОЛОЖЕННЯ РУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ

2.1 Загальні відомості з питань інтеграції систем супутникової навігації та інерціальних навігаційних систем

2.1.1 Глобальні навігаційні супутникові системи (ГНСС) та інерціальні навігаційні системи (ІНС) представляють два напрямки в створенні систем навігації рухомих об'єктів, що успішно розвиваються.

ГНСС та ІНС побудовані на різних фізичних принципах і мають ряд особливостей.

Так, ГНСС забезпечують незалежні високоточні визначення навігаційних параметрів (координат і складових вектора швидкості) об'єкта, що рухається, для кожного окремо взятого моменту часу. Часова надмірність вимірювань і апріорна інформація про модель руху дозволяє фільтрувати шумові похибки вимірювань і забезпечити високу точність навігаційних визначень. Важливою умовою для функціонування ГНСС є обов'язковий стійкий прийом радіосигналів як мінімум від чотирьох навігаційних супутників. При цьому точність визначення координат і складових вектора швидкості суттєво залежить від ряду факторів. До них належать:

- багатопроменеве поширення сигналів, що виявляється в одночасному прийомі одного або декількох віддзеркалених від місцевих предметів сигналів одного і того ж навігаційного супутника разом з сигналом, що приймається безпосередньо від супутника. Граничним в цьому випадку є прийом тільки віддзеркалених сигналів без безпосереднього прийому сигналу від навігаційного супутника;

- наявність активних або пасивних завад в частотному діапазоні роботи ГНСС;

– втрата радіозв'язку з окремими супутниками через екранування сигналу – елементами ландшафту місцевості (для наземного транспорту) або в результаті крену при виконанні маневрів (для літальних апаратів) і ряд інших.

ІНС, на відміну від ГНСС, забезпечує безперервне визначення і видачу користувачеві повного навігаційного рішення (координати, складові вектора швидкості і прискорення, кутова орієнтація). При цьому ІНС незалежна від зовнішніх джерел інформації. Однак для початку функціонування ІНС необхідно задати початкові значення навігаційних параметрів. Крім того, для ІНС характерне зростання з часом похибок визначення навігаційних параметрів, обумовлених інструментальними похибками акселерометра та гіроскопа. Таке зростання похибок навігаційних визначень обмежує час ефективного використання ІНС і вимагає періодичної корекції даних, тобто перезапуску ІНС.

Сумісне застосування ІНС і ГНСС дозволяє вирішувати ряд задач координатних визначень у випадках перерв у прийомі сигналів від навігаційних супутників (в умовах міської забудови, під мостами і т.д.), а також в інтервалах між двома послідовними вимірами сигналів ГНСС.

Використання інформації ІНС при обробці первинних вимірювань ГНСС на коротких інтервалах дозволяє ефективно фільтрувати шумові похибки вимірювань і деякі похибки вимірювань, що повільно змінюються. Завдяки цьому підвищується точність координатних визначень за сигналами ГНСС.

Комплексування ІНС та ГНСС дозволяє також вирішити проблему стрибкоподібних змін навігаційного рішення, обумовлених зміною складу робочого сузір'я навігаційних супутників. При вирішенні навігаційної задачі за кодовими вимірами сигналів, в залежності від кількості спостережуваних супутників та їх взаємного розташування, ці стрибки можуть досягати декількох метрів.

У свою чергу, навігаційні параметри, які оцінені за сигналами ГНСС дозволяють калібрувати ІНС.

Побудована таким чином інтегрована навігаційна система дозволяє забезпечити високоточне визначення координат і просторової орієнтації рухомих об'єктів.

2.1.2 Рішення задачі інтеграції інерціальних і супутникових радіонавігаційних систем має на меті побудову перспективних навігаційних комплексів, які забезпечують високу надійність та точність визначення місцеположення та швидкості об'єктів, що рухаються. Одночасно з цим, така інтеграція – це один із способів підвищення надійності функціонування грубих низьковартісних систем, що досягається за рахунок залучення інформації від джерел, побудованих на різних фізичних принципах.

Розрізняють чотири основних рівня інтеграції ГНСС та ІНС:

– **Роздільні системи.** При цьому способі інтеграції автономні супутникові навігаційні рішення – координати і компоненти швидкості об'єкту – зазвичай просто замінюють на відповідну інформацію інерціальної системи;

– **Вільно з'єднані або слабо пов'язані системи.** При такому способі вирішується задача корекції ІНС за допомогою позиційних і швидкісних автономних рішень супутникової навігаційної системи;

– **Тісно інтегровані системи.** При такому варіанті інтеграції первинна інформація приймача сигналів ГНСС (кодові псевдовідстані, доплерівські псевдошвидкості, фазові вимірювання) використовується в якості корекцій для вимірювань ІНС;

– **Глибоке інтегрування.** Такий спосіб, додатково до варіанту тісної інтеграції, передбачає зворотний зв'язок на корелятори ГНСС, що призводить, по суті, до побудови нового апаратного комплексу, чутливими елементами якого є як інерціальні датчики – акселерометри, гіроскопи, датчики кутової швидкості, так і корелятори ГНСС.

Перший варіант інтеграції в даний час рідко застосовується. Другий варіант широко використовується, але, в той же час, активно продовжуються його дослідження.

Третій варіант (тісна інтеграція) зараз активно розвивається і впроваджується у сучасних інтегрованих системах навігації.

Четвертий варіант (глибока інтеграція) є природним розвитком тісно інтегрованих комплексів. Роботи в цьому напрямку на даний час також ведуться дуже активно.

2.1.3 З початку 2000-х років, з початком поширення мікроелектромеханічних систем (МЕМС), інтегровані навігаційні системи знаходять широке застосування в найрізноманітніших сферах діяльності.

Перші інтегровані системи почали використовуватися у військовій сфері, перш за все – в системах наведення ракет різного класу. Майже одночасно з цим інтегровані системи почали розроблятися для наведення керованих снарядів для військово-морського флоту. Одними з перших розробки в цій сфері почали проводити Draper Laboratory (США), Sagem Defense Securite (Франція), Thales UK (Велика Британія), Oto Melara (Італія), NovAtel (Канада) і ряд інших.

Наступним кроком у розвитку інтегрованих навігаційних систем стало їх застосування в системах управління вогнем танків: високоточне позиціонування і забезпечення функціонування системи наведення зброї.

Найбільш широке поширення інтегровані системи отримали в авіації, перш за все, в безпілотних літальних апаратах. В даний час цей напрямок використання таких систем розвивається найшвидше.

У цивільній сфері інтегровані навігаційні системи поки що не отримали такого широкого розвитку. Вони застосовуються в основному в авіації (зокрема, для аерофотограмметрії) і робототехніці. Останнім часом почали з'являтися пропозиції щодо використання інтегрованих навігаційних систем для навігації автомобільного транспорту.

2.1.4 В рамках даної роботи розглядається другий варіант інтеграції ГНСС та ІНС – вільне з'єднання. Але особливістю даної роботи є те, що при побудові інтегрованої системи навігації замість високовартісних приймачів супутникових навігаційних сигналів та інерціальних навігаційних систем, які використовуються в сучасних інтегрованих системах, використовується низьковартісне обладнання. Такий підхід дозволяє суттєво поширити сферу застосування інтегрованих систем навігації. Порівняно дешеві інтегровані навігаційні системи можуть бути

застосовані не лише в авіації та військовій техніці (за умови відповідності вимогам до точності позиціонування), але і в різних автотранспортних додатках та в інших важливих галузях. В той же час, низьковартісне обладнання має ряд особливостей, які мають бути враховані при побудові інтегрованих навігаційних систем.

ГНСС-приймачі вищої цінової категорії, завдяки наявності високочутливої прийомної антени, можливості одночасно спостерігати велику кількість супутників, можливості реєструвати як кодові, так і фазові виміри сигналів навігаційних супутників одразу на двох несучих частотах і ряду інших факторів, дозволяють отримувати високоточні ГНСС-виміри у великому обсязі. Це дає можливість, застосовуючи різноманітні методи обробки вимірювальної інформації та залучаючи, при необхідності, додаткові дані (точні ефемериди, диференціальні корекції базових станцій або їх мереж, дані глобальних або регіональних моделей іоносфери та тропосфери, а також інші види корекцій, що формуються різними ГНСС-службами), забезпечувати високу точність і надійність координатних визначень (принаймні, у сприятливих для ГНСС-навігації умовах) [102-107].

Аналогічно, ІНС вищої цінової категорії – це обладнання, що працює стабільно і дозволяє отримувати вимірювальну інформацію високої точності.

Натомість, результати позиціонування за допомогою низьковартісного обладнання мають набагато нижчу точність та надійність через порівняно невелику кількість та/або низьку якість даних, зареєстрованих цим обладнанням.

Інтеграція даних недорогих ГНСС-приймача та ІНС дозволяє підвищити точність та надійність визначення координат, але вимагає застосування таких методів і алгоритмів обробки інформації, які враховують особливості цієї інформації (великі похибки, часті пропуски даних і т.п.).

2.2 Аналіз форматів представлення інформації інерціальними навігаційними системами

2.2.1. Інерціальні навігаційні системи є поєднанням двох або трьох різних пристроїв. Відповідно, їх розділяють на шести- або дев'ятивісні. До шестивісних інерціальних систем належить комбінація акселерометра та гіроскопа, а до

дев'ятивісних – комбінація акселерометра, гіроскопа та електронного компаса. При цьому слід зауважити, що ми розглядаємо системи, які призначені для трьохвимірної навігації. Таким чином, одновісні і двовісні акселерометри і гіроскопи, які використовуються для специфічних задач, та їх штучні комбінації, які дозволяють вирішувати задачі трьохвимірної навігації, у подальшому не розглядаються.

На практиці використовуються інерціальні навігаційні системи, представлені у вигляді однієї або комбінації двох мікроелектромеханічних систем (MEMS). У зв'язку з єдиними базовими принципами вимірювань, акселерометри і гіроскопи виробляються у вигляді однієї MEMS (шестивісна система). Що стосується електронного компаса, то він виробляється як окремою MEMS, так і у вигляді об'єднаної MEMS разом з акселерометром і гіроскопом (дев'ятивісна система).

2.2.2 Найбільш відомими компаніями, що виробляють датчики переміщення, є STMicroelectronics, Sensoror, Colibrys, Bosch, InvenSense, Piccolo, Analog Devices, Epson Tycoon, Panasonic, Adage Technologies. Домінуючими типами MEMS-продукції цих компаній є акселерометри і гіроскопи, тобто шестивісні системи. Але, разом з цим, компанії STMicroelectronics, Bosch, InvenSense і ряд інших виробляють як окремо електронні компаси, так і дев'ятивісні системи, які поєднують к собі акселерометр, гіроскоп і електронний компас.

Практично всі MEMS передбачають використання послідовного інтерфейсу I²C та/або SPI і мають однакові принципи обміну даними з зовнішніми пристроями.

Інтерфейс I²C представляє собою послідовну асиметричну шину для зв'язку між інтегральними схемами всередині електронних приладів. Даний інтерфейс розроблений фірмою Philips Semiconductors як проста 8-бітна шина внутрішнього зв'язку для створення керуючої електроніки.

Інтерфейс SPI є чотирьохдротовою синхронною шиною, призначеною для послідовного обміну даними між мікросхемами. Інтерфейс був розроблений компанією Motorola, але в даний момент використовується всіма виробниками. Даний інтерфейс відрізняють простота використання і реалізації, висока швидкість обміну і мала дальність дії.

2.2.3 В рамках даної роботи було проаналізовано багато варіантів побудови інерціальної навігаційної системи на базі MEMS різних виробників. Особлива увага приділялась можливості апаратного об'єднання пристроїв інерціальної навігації і супутникової навігації.

Остаточний вибір був зупинений на пристрої, який поєднує в собі широко розповсюджені приймач супутникових навігаційних сигналів, акселерометр, гіроскоп і електронний компас. Це планшет Samsung P6010 Galaxy Note 10.1 2014 Edition 3G. До складу цього планшета входять:

- BCM4751 – приймач навігаційних сигналів Broadcom Corporation;
- BMI055 – шестивісний інерціальний сенсор (акселерометр + гіроскоп) виробництва Bosch Sensortec GmbH;
- AK8963 – тривісний електронний компас виробництва Asahi Kasei Microdevices Corporation.

Дані приймача навігаційних сигналів BCM4751 представлені в форматі NMEA-0183. Детальне описання вихідних даних цього приймача надано в п. 2.4.2.

Перелік даних складових інерціальної навігаційної системи надано в таблиці 2.1 (шестивісний інерціальний сенсор BMI055) і таблиці 2.2 (тривісний електронний компас AK8963).

Таблиця 2.1 – Перелік сигналів шестивісного інерціального сенсора BMI055

Номер контакту	Назва сигналу
1	INT2 (Акселерометр)
2	NC
3	V _{DD}
4	GND _A
5	CSB2 (Гіроскоп)
6	GND _{IO}
7	PS
8	SC _x

Номер контакту	Назва сигналу
9	SDx
10	SDO2 (Гіроскоп)
11	V _{DDIO}
12	INT3 (Гіроскоп)
13	INT4 (Гіроскоп)
14	CSB1 (Акселерометр)
15	SDO1 (Акселерометр)
16	INT1 (Акселерометр)

Таблиця 2.2 – Карта регістрів тривісного електронного компаса AK8963

Адреса	Ім'я регістра	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Регістри тільки для читання									
00H	WIA	0	1	0	0	1	0	0	0
01H	INFO	INFO7	INFO6	INFO5	INFO4	INFO3	INFO2	INFO1	INFO0
02H	ST1	-	0	0	-	0	0	DOR	DRDY
03H	HXL	HX7	HX6	HX5	HX4	HX3	HX2	HX1	HX0
04H	HXH	HX15	HX14	HX13	HX12	HX11	HX10	HX9	HX8
05H	HYL	HY7	HY6	HY5	HY4	HY3	HY2	HY1	HY0
06H	HYH	HY15	HY14	HY13	HY12	HY11	HY10	HY9	HY8
07H	HZL	HZ7	HZ6	HZ5	HZ4	HZ3	HZ2	HZ1	HZ0
08H	HZH	HZ15	HZ14	HZ13	HZ12	HZ11	HZ10	HZ9	HZ8
09H	ST2	0	0	0	BITM	HOFL	0	0	0
Регістри для писання/читання									
0AH	CNTL1	0	0	0	BIT	MODE3	MODE2	MODE1	MODE0
0BH	CNTL2	0	0	0	0	0	0	0	SRST
0CH	ASTC	-	SELF	-	-	-	-	-	-
0DH	TS1	-	-	-	-	-	-	-	-
0EH	TS2	-	-	-	-	-	-	-	-

Адреса	Ім'я регістра	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0FH	I2CDIS	I2CDIS7	I2CDIS6	I2CDIS5	I2CDIS4	I2CDIS3	I2CDIS2	I2CDIS1	I2CDIS0
Регістри тільки для читання									
10H	ASAX	COEFX7	COEFX6	COEFX5	COEFX4	COEFX3	COEFX2	COEFX1	COEFX0
11H	ASAY	COEFY7	COEFY6	COEFY5	COEFY4	COEFY3	COEFY2	COEFY1	COEFY0
12H	ASAZ	COEFZ7	COEFZ6	COEFZ5	COEFZ4	COEFZ3	COEFZ2	COEFZ1	COEFZ0
13H	RSV	-	-	-	-	-	-	-	-

Дані вимірювань електронного компасу (таблиця 2.2) представлені в регістрах:

- HXL[7:0]: X-дані вимірювань нижче 8bit;
- HXH[15:8]: X-дані вимірювань вище 8bit;
- HYL[7:0]: Y-дані вимірювань нижче 8bit;
- HYH[15:8]: Y-дані вимірювань вище 8bit;
- HZL[7:0]: Z-дані вимірювань нижче 8bit;
- HZH[15:8]: Z-дані вимірювань вище 8bit.

2.3 Аналіз джерел і складових погрішностей інформації, що надається інерціальними навігаційними системами

2.3.1 Вихідними даними безплатформної інерціальної навігаційної системи є виміряні кутові швидкості та лінійні прискорення, в результаті обробки яких отримується навігаційне рішення. Точність цього рішення залежить від різних факторів, зокрема – від наявності методичних похибок, похибок обчислень та похибок датчиків первинної інформації (акселерометра та гіроскопа).

Основними складовими погрішностей гіроскопа є [90]:

- зміщення нуля – величина, що фіксується гіроскопом в умовах, коли його обертання відсутнє, тобто його істинна кутова швидкість дорівнює нулю;
- масштабний коефіцієнт – відношення зафіксованої гіроскопом зміни кутової швидкості до істинної зміни кутової швидкості;

– похибка неортогональності осей чутливості – фіксація гіроскопом, при його обертанні строго навколо однієї осі, ненульових значень кутових швидкостей обертання навколо осей, ортогональних цій осі; причиною виникнення цього типу похибки є відсутність строгої ортогональності осей гіроскопа – похибка його виготовлення.

Аналогічно, основними складовими погрішностей акселерометра є:

– зміщення нуля – величина, що фіксується акселерометром в умовах, коли його істинне прискорення дорівнює нулю;

– масштабний коефіцієнт – відношення зафіксованої акселерометром зміни прискорення до істинної зміни прискорення;

– похибка неортогональності осей чутливості – фіксація акселерометром, в умовах дії на нього прискорення, паралельного одній з його осей, ненульових значень прискорення, що відповідає осям, ортогональним до цієї осі; причиною виникнення цього типу похибки є відсутність строгої ортогональності осей акселерометра – похибка його виготовлення.

Кожна з перелічених типів погрішностей кожного датчика містить у собі всі або деякі з наступних компонентів:

- фіксована складова;
- компонент, що залежить від температури;
- компонент, що змінюється від включення до включення датчика;
- компонент, що змінюється в процесі роботи датчика.

Так, наприклад, виміри кутової швидкості містять в собі:

– фіксоване зміщення нуля, величина якого однакова при кожному включенні датчика, а значить, може бути оцінена і відкоректована;

– зміщення нуля, залежне від температури, яке може бути відкоректоване за допомогою відповідного калібрування;

– випадкове зміщення нуля, яке відрізняється для кожного включення гіроскопа, але є постійною величиною в процесі одного сеансу його роботи;

– випадкове зміщення нуля, що змінюється в процесі роботи гіроскопа.

Фіксовані та більша частина температурних компонентів похибок можуть бути відкоректовані шляхом калібрування датчиків, однак решта похибок є непередбачуваними, і лише їх статистичні характеристики (середнє значення та середньоквадратична похибка) можуть бути оцінені.

2.3.2 Процес інтегрування даних ІНС є дуже чутливим до систематичних похибок датчиків первинної інформації. Наприклад, зміщення нуля акселерометра спричиняє погрішність у визначенні швидкості, пропорційну до часу t , і погрішність у визначенні положення, що пропорційна до t^2 . Зміщення нуля гіроскопа спричиняє погрішність визначення швидкості, пропорційну до t^2 , і погрішність у визначенні положення, пропорційну до t^3 . Так, в роботі [91] пропонується наступна наближена формула для оцінювання деградації точності визначення місцеположення з використанням похибок акселерометрів та гіроскопів:

$$\begin{aligned} \delta p(t) \approx & \delta p_0 + \delta v_0 \Delta t + \delta b_{0a} \frac{\Delta t^2}{2} + \delta b_{0g} \frac{\Delta t^3}{6} + \delta \alpha_0 g \frac{\Delta t^2}{2} + \\ & + \delta H_{0z} (V \Delta t) + SF_{0a} \frac{\Delta t^2}{2} + SF_{0g} (\Delta H_z) (V \Delta t), \end{aligned} \quad (2.1)$$

де δp_0 – похибка положення в момент часу t_0 ;

δv_0 – похибка швидкості в момент часу t_0 ;

$\Delta t = t - t_0$ – час, що пройшов від початкового моменту t_0 ;

δb_{0a} – зміщення нуля акселерометра в момент часу t_0 ;

δb_{0g} – зміщення нуля гіроскопа в момент часу t_0 ;

$\delta \alpha_0$ – горизонтальна невиваженість (похибка початкової оцінки напрямку місцевої вертикалі) в момент часу t_0 ;

δH_{0z} – курсова невиваженість (похибка початкової оцінки напрямку місцевого напрямку на північ), помножена на приблизну відстань $(V \Delta t)$;

SF_{0a} , SF_{0g} – похибки масштабних коефіцієнтів акселерометра та гіроскопа;

$g \approx 9.81 \text{ m/s}^2$ – прискорення вільного падіння.

Вищенаведене рівняння наглядно демонструє важливість оцінки похибок зміщення нуля, масштабного коефіцієнта та неортогональності (невиставки) для адекватного функціонування ІНС.

Зазвичай калібрування здійснюється за допомогою порівняння певних еталонних значень з вимірюваннями датчиків при наявності відповідної моделі датчиків. Залежно від складності моделі та кількості невідомих параметрів визначається постановка експериментальних вимірювань так, щоб кількість отриманих незалежних рівнянь була більшою за кількість невідомих параметрів похибок.

За еталонні сигнали для акселерометрів, діапазон вимірювань яких не набагато більший, ніж ± 1 g, використовується прискорення вільного падіння та його проекції [92], а для датчиків кутової швидкості – швидкість обертання Землі, або тільки задана швидкість обертання поворотного стенда у випадку, коли датчики настільки «грубі», що не можуть «відчути» обертання Землі.

Для виконання процедури калібрування потрібно мати модель вимірювань датчика, яка включає в себе всю інформацію про нього. Така модель може бути зовсім простою, наприклад, включати в себе лише масштабний коефіцієнт. Просту модель можна застосувати до цілого класу датчиків, складна ж модель ґрунтується на більш специфічній інформації про датчик. Зазвичай точність вимірювань відкаліброваного датчика зростає з ускладненням моделі його вимірювань, отже необхідно знайти компроміс між складністю моделі та точністю.

2.3.3 В якості моделі похибок акселерометрів доцільно взяти модель, яку наведено в працях [93–96], але не враховувати похибку нелінійності, оскільки, як було показано у праці [97], внесок її мізерний, а розрахунки при цьому значно ускладнюються:

$$\begin{aligned} a_x^m &= (1 + s_{ax})(a_x + \varepsilon_{xz}a_z - \varepsilon_{xy}a_y + b_{ax}) + \eta_{ax}; \\ a_y^m &= (1 + s_{ay})(a_y + \varepsilon_{yx}a_z - \varepsilon_{yz}a_x + b_{ay}) + \eta_{ay}; \\ a_z^m &= (1 + s_{az})(a_z + \varepsilon_{zy}a_y - \varepsilon_{zx}a_x + b_{az}) + \eta_{az}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

де

$a^m = (a_x^m, a_y^m, a_z^m)^T$ – виміряні значення прискорення;

s_a – масштабний коефіцієнт акселерометра;

$a = (a_x, a_y, a_z)^T$ – істинні значення прискорення;

ε_{ij} – похибка неортогональності осей чутливості;

$b_a = (b_{ax}, b_{ay}, b_{az})^T$ – зміщення нуля;

η – шумові похибки вимірювань.

У матричному вигляді (2.2) виглядає таким чином:

$$a^m = A \cdot a + b + \eta, \quad (2.3)$$

де $A = S A_\varepsilon$; $b = S b_a$; $S = \text{diag}\{1 + s_{ax}, 1 + s_{ay}, 1 + s_{az}\}$ – діагональна матриця

похибок масштабного коефіцієнта; $A_\varepsilon = \begin{pmatrix} 1 & \varepsilon_{xz} & -\varepsilon_{xy} \\ \varepsilon_{yx} & 1 & -\varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zy} & -\varepsilon_{zx} & 1 \end{pmatrix}$ – матриця похибок

неортогональності осей чутливості акселерометра.

Вектором невідомих параметрів є $\vec{X} = (A_1 \ A_2 \ A_3 \ b_1 \ b_2 \ b_3)^T$, $\dim[\vec{X}] = 12 \times 1$, де

$A = \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{pmatrix}$, $\dim[A_1] = \dim[A_2] = \dim[A_3] = 1 \times 3$. Отже, є 12 невідомих параметрів:

дев'ять для A , три для b . Для того щоб знайти 12 невідомих параметрів, необхідно мати не менше 12 незалежних рівнянь.

Для набору необхідних даних проводиться низка вимірювань такого характеру. Навколо кожної з осей акселерометра по черзі здійснюється обертання з дискретністю α та фіксацією на кілька хвилин у кожному положенні так, щоб у результаті отримати повний поворот. Кут α вибирається таким чином, щоб в результаті забезпечити необхідну для вирішення задачі (2.3) надлишковість даних. В кожному положенні виміри акселерометра усереднюються. В якості еталонних значень прискорення використовуються проекції прискорення вільного падіння на відповідні напрямки.

2.3.4 В якості моделі похибок гіроскопа доцільно взяти модель, яку наведено в праці [93], але спростити її, як у праці [98], та не враховувати похибку нелінійності, оскільки внесок цієї похибки в датчиках типу МЕМС відносно невеликий:

$$\begin{aligned}\omega_x^m &= (1 + s_{\omega x})(\omega_x + \alpha_{xz}\omega_y - \alpha_{xy}\omega_z + b_{\omega x}) + \eta_{\omega x}; \\ \omega_y^m &= (1 + s_{\omega y})(\omega_y + \alpha_{yx}\omega_z - \alpha_{yz}\omega_x + b_{\omega y}) + \eta_{\omega y}; \\ \omega_z^m &= (1 + s_{\omega z})(\omega_z + \alpha_{zy}\omega_x - \alpha_{zx}\omega_y + b_{\omega z}) + \eta_{\omega z},\end{aligned}\quad (2.4)$$

де $\omega^m = (\omega_x^m, \omega_y^m, \omega_z^m)^T$ – виміряна величина кутової швидкості;

s_{ω} – масштабний коефіцієнт гіроскопа;

$\omega = (\omega_x, \omega_y, \omega_z)^T$ – еталонні значення кутової швидкості;

α_{ij} – похибка неортогональності осей чутливості гіроскопа;

$b_{\omega} = (b_{\omega x}, b_{\omega y}, b_{\omega z})^T$ – зміщення нуля гіроскопа;

η – шумові похибки вимірювань.

У матричному вигляді вищенаведена система рівнянь має вигляд:

$$\omega^m = A \cdot \omega + b + \eta, \quad (2.5)$$

де $A = S_{\omega} A_{\alpha}$; $b = S_{\omega} b_{\omega}$; $S_{\omega} = \text{diag}\{1 + s_{\omega x}, 1 + s_{\omega y}, 1 + s_{\omega z}\}$ – діагональна матриця

похибок масштабного коефіцієнту; $A_{\alpha} = \begin{pmatrix} 1 & \alpha_{xz} & -\alpha_{xy} \\ \alpha_{yx} & 1 & -\alpha_{yz} \\ \alpha_{zy} & -\alpha_{zx} & 1 \end{pmatrix}$ – матриця похибок

неортогональності осей чутливості ДКШ.

Вектором невідомих параметрів є $\vec{X} = (A_1 \ A_2 \ A_3 \ b_1 \ b_2 \ b_3)^T$, $\dim[\vec{X}] = 12 \times 1$, де

$A = \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{pmatrix}$, $\dim[A_1] = \dim[A_2] = \dim[A_3] = 1 \times 3$. Отже, є 12 невідомих параметрів:

дев'ять для A , три для b . Для того щоб знайти 12 невідомих параметрів, потрібно мати не менше 12 незалежних рівнянь.

Для набору необхідних даних проводиться низка вимірювань такого характеру. Навколо кожної з осей гіроскопа по черзі здійснюються нахили на обрані кути та виконується обертання навколо вертикальної осі протягом кількох хвилин за та проти годинникової стрілки. Кути нахилу вибираються таким чином, щоб в результаті забезпечити необхідну для вирішення задачі (2.5) надлишковість даних. В кожному положенні та для кожного напрямку обертання виміри гіроскопа усереднюються. В якості еталонних значень кутових швидкостей використовуються значення, сформовані одновісним поворотним стендом, на якому виконується експеримент.

Більш точних результатів можна досягти, використовуючи для проведення експерименту точніший калібрувальний стенд, наприклад дво- чи тривісний стенд.

2.4 Розроблення дослідницького програмного забезпечення для отримання інформації інерціальних навігаційних систем у реальному масштабі часу

2.4.1 Створювана інтегрована навігаційна система використовує незалежно функціонуючі пристрої (акселерометр, гіроскоп і електронний компас), вбудовані в планшет Samsung P6010 Galaxy Note 10.1 2014 Edition 3G.

Не зважаючи на те, що ці пристрої інтегровані в рамках одного планшета, необхідно їх розглядати як незалежні один від одного. Їх дані видаються відповідно до запитів, які адресуються кожному з них.

При цьому треба враховувати наступне.

Пристрої AK8963 і BMI055 не мають своєї шкали часу. Відповідно, дані, що видаються ними, прив'язані до шкали часу, яка формується опорним генератором планшета. Це забезпечується одночасним зчитуванням даних з таймера і портів, на які ці датчики видають постійно оновлювану вимірювальну інформацію.

Що стосується приймача BCM4751, то він працює від власного генератора, який при отриманні даних від навігаційних супутників синхронізується зі шкалою часу GPS. Крім того, дані, що видаються, прив'язані не до моменту запиту, а до цілої секунди за шкалою часу GPS. Таким чином, існує деяка різниця між часом

отримання даних, який фіксується планшетом, і часом, до якого відносяться отримані навігаційні дані.

2.4.2 З врахуванням вищесказаного, дослідницьке програмне забезпечення (ПЗ) для отримання інформації інерціальних навігаційних систем у реальному масштабі часу реалізує рішення наступних задач:

- в заданому темпі читання показань датчиків АК8963 і ВМІ055, а також повідомлень приймача ВСМ4751;
- запис отриманих даних в файл;
- синхронізація шкали часу планшета і шкали часу GPS, до якої прив'язані дані приймача ВСМ4751.

Дані, що реєструються, поділяються на два блоки. Перший блок – дані інерціальної навігаційної системи (АК8963 і ВМІ055). Другий блок – дані приймача супутникових навігаційних сигналів ВСМ4751.

До складу першого блоку входять наступні дані:

- ГГ:ХХ:СС.ССС – час кадру даних інерціальної навігаційної системи;
- #1 Кутова орієнтація (азимут, тангаж, крен), кутовий градус;
- #2 Кутова орієнтація (азимут, тангаж, крен) з урахуванням розвороту пристрою (зміни орієнтації тексту), кутовий градус;
- #3 Показання акселерометра по трьох осях системи координат (СК), пов'язаної з планшетом, м/с²;
- #4 Обчислене лінійне прискорення по трьох осях СК, пов'язаної з планшетом, м/с²;
- #5 Гравітаційне прискорення по трьох осях СК, пов'язаної з планшетом, м/с²;
- #6 Дані гіроскопа – кутові швидкості обертання відносно трьох осей СК, пов'язаної з планшетом, радіан/с.

До складу другого блоку входять наступні повідомлення у форматі NMEA-0183:

- \$GPGGA – фіксовані дані Глобальної системи позиціонування (див. таблицю 2.3);
- \$GPGSV і \$GLGSV – видимі супутники GPS (див. таблицю 2.4);
- \$GPRMC – рекомендований мінімальний набір даних позиціонування (див. таблицю 2.5).

Таблиця 2.3 – Формат даних \$GPGGA

Назва	Приклад	Одиниця	Описання
Message ID	\$GPGGA		Заголовок повідомлення GGA
UTC Time	161229.487		hhmmss.sss – час UTC
Latitude	3723.2475		ddmm.mmmm – широта
N/S Indicator	N		N = північна або S = південна широта
Longitude	12158.3416		dddmm.mmmm – довгота
E/W Indicator	W		E = східна або W = західна довгота
Position Fix Indicator	1		Прапор визначення координат
Satellites Used	07		Кількість використаних супутників
HDOP	1.0		Погіршення точності по горизонталі
MSL Altitude	9.0	метр	Висота антени приймача над рівнем моря
Units	M	метр	Одиниця виміру
Geoid Separation		метр	Висота геоїда (рівня моря) над земним еліпсоїдом WGS-84
Units	M	метр	Одиниця виміру
Age of Diff. Corr.		метр	Пусто, якщо режим DGPS не використовується
Diff. Ref. Station ID	0000		Ідентифікатор станції, що передає диференціальні поправки
Checksum*	*18		Контрольна сума
<CR><LF>			Кінець повідомлення

Таблиця 2.4 – Формат даних \$GPGSV і \$GLGSV

Назва	Приклад	Одиниця	Описання
Message ID	\$GPGSV \$GLGSV		Заголовок повідомлення – \$GPGSV або \$GLGSV
Number of Messages	2		Кількість частин (від 1 до 3)
Message Number	1		Номер частини (від 1 до 3)
Satellites in View	07		Кількість видимих супутників
Satellite ID	07		Канал 1 (від 1 до 32)
Elevation	79	градус	Кут підвищення (від 0 до 90)
Azimuth	048	градус	Азимут (від 0 до 359)
SNR(C/No)	42	dBHz	Рівень сигналу (від 0 до 99)
.....			Повторення попередніх чотирьох пунктів (рядків даної таблиці) для кожного спостережуваного супутника
Satellite ID	27		Канал 4 (від 1 до 32)
Elevation	27	гра,ІJ	Кут підвищення (від 0 до 90)
Azimuth	138	гра,ІJ	Азимут (від 0 до 359)
SNR(C/No)	42	dBHz	Рівень сигналу (від 0 до 99)
Checksum	*71		Контрольна сума
<CR><LF>			Кінець повідомлення

Таблиця 2.5 – Формат даних \$GPRMC

Назва	Приклад	Одиниця	Описання
Message ID	\$GPRMC		Заголовок повідомлення \$GPRMC
UTC Time	161229.487		hhmmss.sss – час UTC
Status	A		A = дані валідні, V = дані не валідні
Latitude	3723.2475		ddmm.mmmm – широта
N/S Indicator	N		N = північна або S = південна широта
Longitude	12158.3416		dddmm.mmmm – довгота

Продовження таблиці 2.5

Назва	Приклад	Одиниця	Описання
E/W Indicator	W		E = східна або W = західна довгота
Speed Over Ground	0.13	вузол	Виміряна горизонтальна швидкість
Course Over Ground	309.62	градус	Курс відносно напрямку на північ
Date	120598		ddmmyy – дата
Magnetic Variation		градус	Магнітне схилення
Checksum	*10		Контрольна сума
<CR><LF>			Кінець повідомлення

Приклад представлення зареєстрованих даних:

22:19:25.823 #1 20.1725 4.6566 11.6303 #2 -68.8703 -11.5913 4.7538 #3 -1.8962 -
 0.7661 9.2129 #4 1.1139 -0.3111 -0.2297 #5 -3.0101 -0.4551 9.4425 #6 0.0003 -
 0.0016 0.0037

\$GPGGA,191924.00,5034.359933,N,03635.034683,E,1,14,0.6,192.9,M,17.3,M,,*62

\$GPGSV,3,1,11,09,84,050,36,07,56,220,36,23,52,095,34,16,36,066,32*71

\$GPGSV,3,2,11,30,26,225,27,02,22,290,31,06,21,249,17,26,19,040,14*75

\$GPGSV,3,3,11,03,13,153,15,05,08,317,30,29,00,348,*44

\$GLGSV,3,1,10,70,70,319,33,80,61,192,27,79,52,043,31,69,48,132,19*6A

\$GLGSV,3,2,10,71,18,315,36,87,12,355,30,86,08,303,27,73,07,207,09*68

\$GLGSV,3,3,10,78,11,034,,88,00,038,*67

\$GPRMC,191924.00,A,5034.359933,N,03635.034683,E,006.2,353.2,270916,,,A*5D

2.4.3 Синхронізація шкал часу планшета і GPS проводиться з врахуванням наступних обставин.

По-перше, результати оброблення інформації приймачем супутникових навігаційних сигналів заносяться в послідовний порт з затримкою відносно моменту часу, до якого вони відносяться. Ця затримка складає приблизно 0,1 секунди.

По-друге, занесені в послідовний порт дані читаються з заданим темпом. Це призводить до того, що дані реально заносяться в порт в будь-який момент часу в межах цього інтервалу.

Таким чином, при вирішенні задачі синхронізації шкал часу необхідно враховувати ці обставини. Зокрема, можна інтерпретувати, що дані позиціонування, виконаного приймачем BCM4751, відносяться до середини інтервалу між послідовними зчитуваннями даних. Однак при цьому слід мати на увазі, що все одно залишається похибка в часі на рівні половини величини темпу збору інформації. В рамках даної роботи збір даних забезпечувався з темпом 50 мс, що відповідає похибці у визначенні координат на рівні $0 \div 0,75$ м (при швидкості руху не більше 30 м/с, або 108 км/год.). Для реальних швидкостей, які зустрічаються на практиці і не перевищують 20 м/с, очікувана похибка координатних визначень складає не більше 0,5 м. Такі погрішності позиціонування значно менше погрішностей, які досягаються приймачем в режимі абсолютного позиціонування.

Алгоритм синхронізації шкал часу реалізований наступним чином:

- проводиться пошук кадрів даних, які разом з даними датчиків інерціальної навігаційної системи містять дані навігаційних визначень приймача BCM4751;
- обчислюється різниця між часом реєстрації повідомлень NMEA-0183 в шкалі часу планшета і відповідним часом GPS, яке міститься у повідомленні \$GPGGA;
- отримані різниці перевіряються на наявність аномальних значень, обумовлених затримками у передачі даних NMEA-0183, а виявлені аномалії виключаються з процедури синхронізації шкал часу;
- для достовірних даних виконується процедура апроксимації поліномом другого степеня. Визначені коефіцієнти визначають динаміку відходу шкали часу планшета від шкали часу GPS;
- значення часу всіх кадрів, які містять дані датчиків інерціальної навігаційної системи, коректуються з використанням визначених коефіцієнтів поліному, який описує дрейф шкали часу планшета, і зсуву часу реєстрації даних NMEA-0183 відносно часу їх прив'язки.

2.5 Розроблення технології, алгоритмів та дослідницького ПЗ сумісної обробки вимірювальної інформації приймача навігаційних супутникових сигналів та даних інерціальної навігаційної системи

2.5.1 Основні системи координат, що використовуються при обробці даних супутникової та інерціальної систем навігації

При обробці даних супутникової та інерціальної систем навігації зазвичай використовуються наступні системи координат:

- геоцентрична інерціальна система координат;
- геоцентрична земна система координат;
- локальна географічна або топоцентрична система координат;
- система координат, пов'язана з об'єктом.

Геоцентрична інерціальна система координат (Earth Centered Inertial Frame, ECI, що далі буде позначатися індексом i) – це тривимірна СК, початок якої збігається з центром мас Землі, а осі є фіксованими відносно зірок. Вісь Z_i спрямована вздовж осі обертання Землі в бік північного полюса. Осі X_i та Y_i розташовані в площині екватора, вісь X_i проходить через точку весняного рівнодення, а вісь Y_i доповнює трійку до правої. Строго кажучи, така СК не є повністю інерціальною, оскільки Земля рухається з певним прискоренням, а є квазі-, або псевдоінерціальною.

Геоцентрична земна система координат (Earth Centred Earth Fixed Frame, ECEF, що далі буде позначатися індексом e) – це тривимірна СК, початок якої збігається з центром мас Землі, а осі є фіксованими відносно Землі. Вісь Z_e спрямована вздовж осі обертання Землі в бік північного полюса. Осі X_e та Y_e розташовані в площині екватора, де вісь X_e проходить через Гринвіцький меридіан, а вісь Y_e доповнює трійку до правої. Земна СК обертається відносно інерціальної навколо спільної для цих СК осі Z з кутовою швидкістю $\omega = 7,2921158 \text{ рад/с}$. Існують різні СК ECEF, як локальні (що застосовуються для визначення координат в

межах певної території), так і глобальні (що застосовуються для визначення координат поблизу усієї поверхні Земної кулі). Ці СК базуються на основі різних систем геодезичних параметрів Землі. Зокрема, у супутниковій навігації використовуються така глобальна СК ECEF, як WGS-84 (для забезпечення роботи ГНСС GPS). Таким чином, СК ECEF зручно використовувати при інтеграції інерціальних та супутникових систем навігації, оскільки інформація про орбіти навігаційних супутників задається зазвичай саме в такій СК.

Локальна географічна або топоцентрична система координат (Local-level frame, що далі буде позначатися індексом l) – це тривимірна СК, початок якої збігається із поточним положенням користувача, а осі можуть бути спрямовані таким чином: *Північ, Схід, Донизу (North East Down, СК NED)*; або *Схід, Північ, Вгору (East, North, Up, СК ENU)*. Таку СК зручно використовувати для розподілення вертикальної та горизонтальної компонент швидкості. Перевагою СК ENU є те, що висота зростає угору. Перевагою NED є те, що напрямок правого повороту є додатним відносно осі, спрямованої донизу, а також те, що осі збігаються з осями СК, пов'язаної з об'єктом, коли об'єкт (транспортний засіб) урівноважений в дотичній до Земного еліпсоїду площині та спрямований на північ [90].

На рисунку 2.1 показано три вищеописані СК.

Також у літературі часто трапляється поняття *навігаційної системи координат (Navigation frame, що далі буде позначатися індексом n)*. Це така СК, яка використовується для чисельної інтеграції навігаційних диференціальних рівнянь інерціальної навігаційної системи. Нею може бути інерціальна, земна, або локальна СК, тобто та, яка обрана розробником алгоритмів.



Рисунок 2.1 – Системи координат: геоцентрична інерціальна, геоцентрична земна та локальна географічна

Система координат, пов'язана з об'єктом (Body Frame, що далі буде позначатися індексом b) – це тривимірна СК, яка рухається і повертається разом з транспортним засобом. Її початок збігається з місцеположенням інерціального вимірювального блока, розташованого на борту транспортного засобу, а осі – з його осями чутливості. Зазвичай вісь X_b збігається за напрямком із поздовжньою віссю транспортного засобу (спрямована вперед), вісь Y_b – з поперечною (спрямована праворуч, якщо дивитися вперед), а вісь Z_b спрямована донизу. У принципі орієнтація осей може бути довільною, проте вказана вище забезпечує найбільш інтуїтивно зрозумілий зв'язок між орієнтацією інерціальних датчиків та позиціонуванням транспортного засобу, тому вона використовується найчастіше.

Ця система координат використовується для описання складного руху транспортного засобу. З нею пов'язані кути, що визначають орієнтацію об'єкта в просторі – кути відхилення СК, пов'язаної з об'єктом, від локальної географічної СК. Історично так склалося, що ці кути мають різні назви, коли мова йде про орієнтацію різних транспортних засобів (наприклад, літальних апаратів або суден). Для визначеності будемо користуватися термінологією, що прийнята для літальних апаратів.

Орієнтація транспортного засобу в просторі визначається за допомогою кутів крену, тангажу та рискання.

Кут крену (англ. *roll*, далі буде позначатися літерою ϕ) – кут повороту об'єкта навколо його поздовжньої осі – X_b , яка через це в англomовній літературі зазвичай називається *roll axis* (вісь крену). Кут крену характеризує відхилення осі Y_b від дотичної до Земного еліпсоїду площини.

Кут тангажу (англ. *pitch*, далі буде позначатися літерою θ) – кут повороту об'єкта навколо його поперечної осі – Y_b , яка через це в англomовній літературі зазвичай називається *pitch axis* (вісь тангажу). Кут тангажу характеризує відхилення осі X_b від дотичної до Земного еліпсоїду площини.

Кут рискання (англ. *yaw*, далі буде позначатися літерою ψ) – кут повороту об'єкта навколо вертикальної осі – Z_b , яка через це в англomовній літературі зазвичай називається *yaw axis* (вісь рискання). Кут рискання характеризує відхилення проекції осі X_b на дотичну до Земного еліпсоїду площину від напрямку на північ.

Таким чином, в результаті послідовного обертання СК, пов'язаної з об'єктом, навколо її трьох осей на кути, відповідно, крену, тангажу і рискання, вона співпадає з локальною географічною СК (системою NED). На рисунку 2.2 представлені ці дві СК та параметри орієнтації об'єкта в просторі – кути крену, тангажу і рискання.

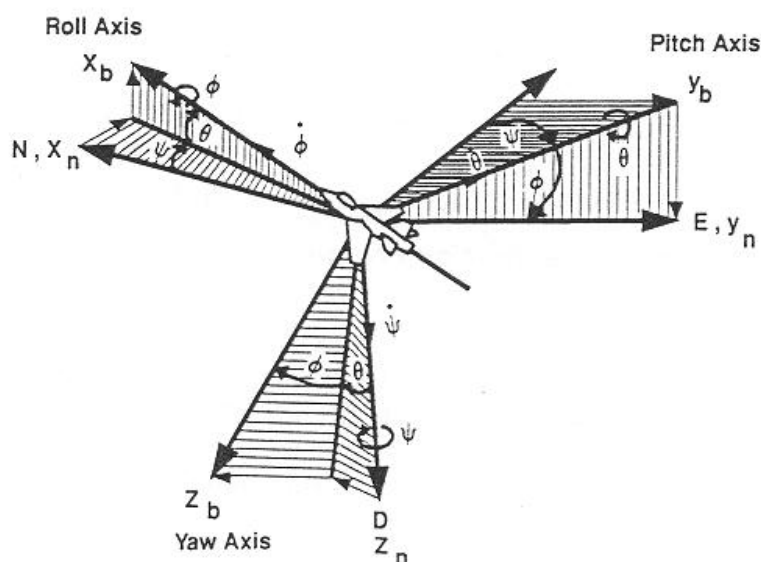


Рисунок 2.2 – Система координат, пов'язана з об'єктом, та кути орієнтації

2.5.2 Перехід від однієї системи координат до іншої

2.5.2.1 Різні величини, що входять до складу навігаційних рівнянь інерціальної та супутникової навігаційних систем, обчислюються або вимірюються в різних системах координат. Так, наприклад, прискорення об'єкта вимірюються акселерометрами у СК, пов'язаній з об'єктом, вектор прискорення вільного падіння зручно задавати в локальній географічній СК, де він спрямований вздовж третьої (вертикальної) осі, а координати навігаційних супутників задаються в геоцентричній земній системі координат (для GPS – WGS-84).

Для того, щоб проводити спільну обробку усіх цих величин, необхідно виконати перетворення координат, щоб всі вектори були задані в одній спільній СК.

Перш за все, необхідно вибрати цю спільну СК. Інтегрування навігаційних рівнянь ІНС може виконуватися в інерціальній, земній або локальній СК – в залежності від того, яка з них зручніша для вирішення конкретної практичної задачі. У зв'язку з тим, що в рамках даної роботи передбачається сумісна обробка інформації інерціальної та супутникової навігації, зручно всі дані перевести до геоцентричної земної СК.

Зазначимо також для визначеності, що в даній роботі під локальною географічною СК будемо розуміти СК NED (третьа вісь спрямована донизу).

2.5.2.2 Перехід від локальної географічної СК (NED) до СК, пов'язаної з об'єктом, здійснюється шляхом виконання трьох послідовних поворотів [90]:

- а) повороту навколо осі Z на кут рилання ψ ;
- б) повороту навколо нової осі Y на кут тангажу θ ;
- в) повороту навколо нової осі X на кут крену ϕ .

В математичному вигляді це означає помноження вектора на матрицю, що є добутком трьох відповідних матриць повороту:

$$a^b = C_l^b a^l,$$

де a^b – вектор у СК, пов'язаній з об'єктом,

a^l – той же вектор в локальній географічній СК,

$$C_l^b = C_3 C_2 C_1,$$

$$C_1 = \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} - \text{матриця повороту навколо осі } Z \text{ на кут } \psi;$$

$$C_2 = \begin{pmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{pmatrix} - \text{матриця повороту навколо осі } Y \text{ на кут } \theta;$$

$$C_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} - \text{матриця повороту навколо осі } X \text{ на кут } \phi.$$

Зворотнє перетворення координат виконується за формулою:

$$a^l = C_b^l a^b, \quad (2.6)$$

в якій, зважаючи на те, що матриця повороту є ортогональною,

$$C_b^l = C_l^{b^T} = C_1^T C_2^T C_3^T, \quad (2.7)$$

$$C_b^l = \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \psi & -\cos \phi \sin \psi + \sin \phi \sin \theta \cos \psi & \sin \phi \sin \psi + \cos \phi \sin \theta \cos \psi \\ \cos \theta \sin \psi & \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \theta \sin \psi & -\sin \phi \cos \psi + \cos \phi \sin \theta \sin \psi \\ -\sin \theta & \sin \phi \cos \theta & \cos \phi \cos \theta \end{pmatrix}.$$

2.5.2.3 Локальна географічна та земна СК мають різні початки відліку (перша – місце поточного перебування об'єкта, друга – центр Землі), тому перехід між цими СК, строго кажучи, включає в себе паралельний перенос і поворот. Паралельний перенос при цьому здійснюється на величину, що дорівнює радіус-вектору місця поточного перебування об'єкта в геоцентричній земній СК. Однак, вектори в декартовій системі координат визначаються з точністю до паралельного переносу, тому можна вважати, що для переходу між цими СК достатньо виконати поворот.

Поворот, що необхідний для переходу від геоцентричної земної СК до локальної географічної СК (NED), здійснюється шляхом виконання двох послідовних поворотів:

а) повороту навколо осі Z на кут λ , де λ – географічна довгота поточного місця перебування об'єкта (в результаті вісь Y спрямовується на схід в заданому місці);

б) повороту навколо нової осі Y на кут $(-\pi/2 - \varphi)$, де φ – географічна широта поточного перебування об'єкта (фактично це означає поворот навколо нової осі Y на кут $(\pi/2 + \varphi)$, але у від'ємному напрямку – в напрямку від осі X до осі Z).

В математичному вигляді це перетворення координат має наступний вигляд:

$$a^l = C_e^l a^e,$$

де a^l – вектор в локальній географічній СК,

a^e – той же вектор в геоцентричній земній СК,

$$C_e^l = C_5 C_4,$$

$$C_4 = \begin{pmatrix} \cos \lambda & \sin \lambda & 0 \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} - \text{матриця повороту навколо осі Z на кут } \lambda;$$

$$C_5 = \begin{pmatrix} \cos(-\pi/2 - \varphi) & 0 & -\sin(-\pi/2 - \varphi) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(-\pi/2 - \varphi) & 0 & \cos(-\pi/2 - \varphi) \end{pmatrix} - \text{матриця повороту навколо осі Y на}$$

кут $(-\pi/2 - \varphi)$;

$$C_5 = \begin{pmatrix} -\sin \varphi & 0 & \cos \varphi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\cos \varphi & 0 & -\sin \varphi \end{pmatrix}.$$

Зворотнє перетворення координат виконується за формулою:

$$a^e = C_l^e a^l, \quad (2.8)$$

в якій, зважаючи на те, що матриця повороту є ортогональною,

$$C_l^e = C_e^{l^T} = C_4^T C_5^T,$$

$$C_l^e = \begin{pmatrix} -\cos \lambda \sin \varphi & -\sin \lambda & -\cos \lambda \cos \varphi \\ -\sin \lambda \sin \varphi & \cos \lambda & -\sin \lambda \cos \varphi \\ \cos \varphi & 0 & -\sin \varphi \end{pmatrix}. \quad (2.9)$$

2.5.3 Навігаційні рівняння безплатформної інерціальної навігаційної системи

2.5.3.1 Поточні значення швидкості та положення у безплатформній інерціальній навігаційній системі (БІНС) отримуються шляхом інтегрування прискорення транспортного засобу. Інформація про прискорення надходить від акселерометрів, які жорстко кріпляться на борту транспортного засобу. Для перепроєктування вимірювань акселерометрів у потрібну користувачеві систему координат використовуються дані датчиків кутової швидкості (гіроскопів) [90, 99].

Розглянемо цей процес більш детально. Перш за все, отримаємо навігаційні рівняння ІНС.

Прискорення певної точки P , вектор положення якої позначимо вектором r , відносно інерціальної СК позначається таким чином: $a_i = \left. \frac{d^2 r}{dt^2} \right|_i$.

Трійка ідеальних акселерометрів, жорстко закріплених у точці P , забезпечать такими вимірюваннями: $f = \left. \frac{d^2 r}{dt^2} \right|_i + g$, де g – гравітаційне прискорення, f – вимірювання акселерометра (в англomовній літературі здебільшого трапляється під назвою *specific force*).

З попереднього виразу отримуємо навігаційне рівняння:

$$\left. \frac{d^2 r}{dt^2} \right|_i = f - g. \quad (2.10)$$

Перший інтеграл дасть швидкість точки P відносно інерціальної СК: $v_i = \left. \frac{dr}{dt} \right|_i$,

а ще одне інтегрування дасть положення точки P . Проте на практиці частіше потрібно розв'язувати навігаційне рівняння (2.10) не відносно нерухомої інерціальної СК, а відносно певної рухомої СК.

Навігаційне рівняння (2.10) дещо відрізняється для кожної із СК, вибір якої залежить від сфери застосування навігаційної системи. Найчастіше для навігації в атмосфері Землі використовується або локальна географічна, або геоцентрична земна СК.

Зважаючи на те, що в рамках даної роботи передбачається інтеграція даних інерціальної та супутникової навігації, а параметри орбіт навігаційних супутників задаються у геоцентричній земній СК, розглянемо більш детально алгоритм отримання навігаційного рішення в БІНС у геоцентричній земній СК.

2.5.3.2 Абсолютна швидкість точки (швидкість відносно інерціальної СК) може бути представлена у вигляді суми двох швидкостей: відносної (швидкості точки відносно певної неінерціальної СК) та переносної (швидкості неінерціальної СК відносно інерціальної).

Застосувавши це правило до швидкостей точки P (з радіус-вектором r) у геоцентричних СК (інерціальній та земній), отримаємо:

$$\left. \frac{dr}{dt} \right|_i = \left. \frac{dr}{dt} \right|_e + \omega_e \times r, \quad (2.11)$$

де $\left. \frac{dr}{dt} \right|_i$ – швидкість точки P в геоцентричній інерціальній СК,

$\left. \frac{dr}{dt} \right|_e$ – швидкість точки P в геоцентричній земній СК,

$\omega_e \times r$ – швидкість геоцентричної земної СК відносно геоцентричної інерціальної СК (швидкість руху за рахунок обертання, адже початки цих СК збігаються),

ω_e – кутова швидкість обертання Землі,

$\times$ – векторний добуток двох векторів.

Диференціюючи (2.11) та вводячи позначення

$$v_e = \left. \frac{dr}{dt} \right|_e, \quad (2.12)$$

отримаємо:

$$\left. \frac{d^2 r}{dt^2} \right|_i = \left. \frac{dv_e}{dt} \right|_i + \frac{d}{dt} (\omega_e \times r) \Big|_i = \left. \frac{dv_e}{dt} \right|_i + \left. \frac{d\omega_e}{dt} \right|_i \times r + \omega_e \times \left. \frac{dr}{dt} \right|_i.$$

Припускаючи, що Земля обертається з постійною швидкістю ($\left. \frac{d\omega_e}{dt} \right|_i = 0$) і застосовуючи рівняння (2.11), отримаємо:

$$\left. \frac{d^2 r}{dt^2} \right|_i = \left. \frac{dv_e}{dt} \right|_i + \omega_e \times v_e + \omega_e \times (\omega_e \times r). \quad (2.13)$$

Прирівняємо праві частини рівнянь (2.10) та (2.13):

$$\left. \frac{dv_e}{dt} \right|_i = f - \omega_e \times v_e - \omega_e \times (\omega_e \times r) - g. \quad (2.14)$$

Застосуємо рівняння (2.11) до вектора v_e :

$$\begin{aligned} \left. \frac{dv_e}{dt} \right|_i &= \left. \frac{dv_e}{dt} \right|_e + \omega_e \times v_e, \\ \left. \frac{dv_e}{dt} \right|_e &= \left. \frac{dv_e}{dt} \right|_i - \omega_e \times v_e. \end{aligned}$$

Підставимо в останнє рівняння вираз (2.14):

$$\left. \frac{dv_e}{dt} \right|_e = f - 2\omega_e \times v_e - \omega_e \times (\omega_e \times r) - g.$$

Це рівняння, представлене в геоцентричній земній СК, а також визначення (2.12) вектора v_e являють собою навігаційні рівняння інерціальної навігації в геоцентричній земній СК.

2.5.4 Алгоритми інтегрування навігаційних рівнянь безплатформної інерціальної навігаційної системи

2.5.4.1 Як було показано у підрозділі 2.5.3, навігаційні рівняння ІНС в геоцентричній земній СК мають наступний вигляд:

$$\frac{dv_e^e}{dt} = C_b^e f^b - 2\omega_e^e \times v_e^e - \omega_e^e \times (\omega_e^e \times r^e) - g^e, \quad ($$

$$v_e^e = \frac{dr^e}{dt}, \quad (2.15)$$

$$(\quad (2.16)$$

де верхній індекс позначає СК, у якій представлені вектори,

f^b – вектор вимірювань трійки акселерометрів у СК, пов'язаній з об'єктом (вихідні дані акселерометрів представлені саме в цій СК);

$C_b^e = C_l^e C_b^l$ – матриця переходу від СК, пов'язаної з об'єктом, до геоцентричної земної СК; множники, необхідні для її отримання, обчислюються за формулами (2.7) та (2.9);

r^e – вектор координат об'єкта (радіус-вектор) в геоцентричній земній СК;

v_e^e – вектор швидкості об'єкта в геоцентричній земній СК;

ω_e^e – вектор кутової швидкості обертання Землі;

g^e – вектор прискорення вільного падіння.

Швидкість об'єкта в геоцентричній земній СК, v_e^e , може бути визначена шляхом вирішення диференціального рівняння (2.15), а координати об'єкта – шляхом інтегрування v_e^e , у відповідності до (2.16).

2.5.4.2 Розглянемо більш детально перше навігаційне рівняння (2.15). Компоненти, що входять до його складу, обчислюються наступним чином.

2.5.4.2.1 Вектор кутової швидкості обертання Землі спрямований вздовж Земної осі в сторону північного полюса (адже Земля обертається, якщо дивитися з її північного полюса, проти годинникової стрілки) – так же, як і вісь Z_e геоцентричної земної СК, тому в цій СК даний вектор має вигляд:

$$\omega_e^e = (0, 0, \Omega)^T,$$

де $\Omega = 7,2921158553 \cdot 10^{-5} \text{ рад/с}$ – абсолютна величина кутової швидкості обертання Землі навколо своєї осі.

2.5.4.2.2 Вектор прискорення вільного падіння в геоцентричній земній СК, відповідно до (2.8), має вигляд:

$$g^e = C_l^e g^l,$$

де

$g^l = (0, 0, G)^T$ – вектор прискорення вільного падіння в локальній географічній СК – СК NED (третя вісь спрямована донизу),

$$G = 9,780327 \cdot (1 + 0,0053024 \cdot \sin^2 \varphi - 0,0000058 \cdot \sin^2 2\varphi) - 3,086 \cdot 10^{-6} h \text{ [90]},$$

φ – широта місцеположення об'єкта,

h – висота місцеположення об'єкта над рівнем моря (в метрах),

C_l^e – матриця переходу від локальної географічної СК (NED) до геоцентричної земної СК, що обчислюється за формулою (2.9).

2.5.4.2.3 До складу третього доданку в правій частині (2.15) входить невідома величина – вектор координат об'єкта r^e . Однак, зважаючи на те, що для об'єкта, що перебуває на поверхні Землі, величина модуля вектора його координат приблизно дорівнює радіусу Землі, ($|r^e| \approx 6371 \cdot 10^3 \text{ м}$), а $|\omega_e^e| = \Omega$, отримуємо:

$$|\omega_e^e \times (\omega_e^e \times r^e)| = |\omega_e^e|^2 \cdot |r^e| \cdot |\sin \alpha| \cdot |\sin \beta| \leq \Omega^2 \cdot |r^e| \approx 3,4 \cdot 10^{-2} \text{ м/с}^2,$$

де α – кут між векторами ω_e^e та r^e , $\beta = \pi/2$ – кут між векторами ω_e^e та $\omega_e^e \times r^e$.

Таким чином, абсолютна величина третього доданку в правій частині (2.15) не перевищує чотирьох сантиметрів в секунду за секунду.

Аналогічно, можна показати, що цей доданок повільно змінюється з часом (швидкість зміни визначається швидкістю зміни r^e) – його приріст за умови переміщення об'єкта не більш ніж на 15 км (переміщення автомобіля, що рухається зі швидкістю не більше 60 км/год. протягом 15 хвилин) не перевищує величини порядку 10^{-4} м/с^2 .

Отже, для обчислення третього доданку в правій частині (2.15) можна використовувати дані про координати наземного рухомого об'єкта, сформовані кілька секунд або навіть хвилин тому.

2.5.4.2.4 Матриця C_l^e обчислюється за формулою (2.9) на основі географічних координат об'єкта і повільно змінюється. Можна легко показати, що приріст її компонентів за умови переміщення об'єкта не більш ніж на 15 км не перевищує $1,5 \cdot 10^{-3}$. Таким чином, при формуванні матриці C_l^e можна користуватися географічними координатами наземного рухомого об'єкта, визначеними кілька хвилин тому.

Матриця C_b^l визначається за формулою (2.7) на основі кутів орієнтації об'єкта. Кути орієнтації можуть бути отримані шляхом інтегрування відповідних кутових швидкостей, виміряних тривісним гіроскопом.

Альтернативним методом отримання матриці C_b^l є, як показано в [90, 100], вирішення матричного диференціального рівняння (еквівалентного системі з 9 звичайних диференціальних рівнянь першого ступеня)

$$\frac{dC_b^l}{dt} = C_b^l \cdot \Omega,$$

$$\text{де } \Omega = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{pmatrix} - \text{матриця, елементами якої є кутові швидкості.}$$

Вирішуючи цю систему чисельно за методом Ейлера [101], отримаємо:

$$C_b^l(t + \Delta t) = C_b^l(t) \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\omega_z(t)\Delta t & \omega_y(t)\Delta t \\ \omega_z(t)\Delta t & 1 & -\omega_x(t)\Delta t \\ -\omega_y(t)\Delta t & \omega_x(t)\Delta t & 1 \end{pmatrix}.$$

Цей метод визначення матриці C_b^l потребує значно меншої кількості обчислень, ніж безпосереднє інтегрування кутових швидкостей і подальше формування матриці C_b^l у відповідності до формули (2.7). Тому він краще підходить до застосування у реальному масштабі часу.

2.5.4.3 Підсумовуючи наведені викладки, можна представити рівняння (2.15) в наступній формі:

$$\frac{dv_e^e}{dt} = -2\omega_e^e \times v_e^e + d, \quad (2.17)$$

де $d = C_b^e f^b - \omega_e^e \times (\omega_e^e \times r^e) - g^e$ – вектор, всі компоненти якого у кожний поточний момент часу відомі – виміряні або обчислені у попередній момент часу.

Рівняння (2.17) – це звичайне диференціальне рівняння першого порядку відносно невідомої швидкості об'єкта v_e^e .

Граничну задачу для рівняння (2.17) пропонується вирішувати чисельним методом Рунге-Кутта четвертого порядку (він має четвертий порядок точності – сумарна похибка на кінцевому інтервалі інтегрування має порядок $O(h^4)$, де h – крок дискретизації) [101].

Чисельне інтегрування рівняння (2.16) пропонується виконувати за допомогою методу Ейлера (він має перший порядок точності – сумарна похибка на кінцевому інтервалі інтегрування має порядок $O(h)$, де h – крок дискретизації) [101].

2.5.5 Алгоритм сумісної обробки даних супутникової та інерціальної систем навігації

Для інтегрування рівнянь інерціальної навігації необхідно знати початкові значення шуканих функцій – значення компонент вектора швидкості та координат об'єкта в початковий момент часу. Ці величини можуть бути отримані шляхом обробки інформації ГНСС. Саме такий підхід до інформаційної інтеграції ІНС та ГНСС розглядається в рамках даної роботи.

Найпростіший спосіб реалізувати цей підхід полягає в тому, щоб спочатку визначити координати і швидкість об'єкта в якийсь момент часу за інформацією ГНСС, і лише після цього інтегрувати навігаційні рівняння ІНС з використанням цих початкових умов.

Але коли наземний рухомий об'єкт (наприклад, автомобіль) рухається вулицями міста, часто виникають дуже складні умови для спостереження

навігаційних супутників. Множинне відбиття сигналів ГНСС та/або їх затінення навколишніми будинками та іншими спорудами призводить до значного підвищення погрішностей визначення параметрів руху з використанням даних ГНСС, а також до виникнення проміжків часу, протягом яких інформації ГНСС взагалі недостатньо для визначення параметрів руху.

Тому згаданий спосіб об'єднання даних ГНСС та ІНС має ряд недоліків. По-перше, початковим моментом визначення параметрів руху рухомого об'єкта може бути не будь-який момент часу, а лише той момент, в який можливе позиціонування за вимірами ГНСС. По-друге, підвищені погрішності сигналів ГНСС та/або затінення сигналів частини навігаційних супутників і взаємне розташування видимих супутників в цей момент може призвести до високих погрішностей визначення параметрів руху, і ці погрішності початкових значень призведуть до спотворення всіх значень шуканих функцій, отриманих в результаті інтегрування. По-третє, низьковартісні приймачі сигналів ГНСС, використання яких є однією з ключових особливостей даної роботи, часто не дають можливості отримати значення компонент вектора швидкості, обмежуючись лише визначенням координат.

Приймаючи до уваги все викладене, в даній роботі був реалізований дещо інший алгоритм сумісної обробки даних ГНСС та ІНС.

В ході цього алгоритму, перш за все, початкові значення координат і швидкості встановлюються рівними нулю.

Після цього виконується інтегрування навігаційних рівнянь ІНС, і на основі даних інерціальної навігації визначаються значення координат і швидкості, що відповідають певному інтервалу часу, що визначається емпірично. Ці значення параметрів руху відрізняються від істинних з наступних причин:

- використання явно неправильних початкових значень;
- не скомпенсовані погрішності даних інерціальної навігаційної системи;
- похибки за рахунок чисельного інтегрування.

Таким чином, маємо:

$$v^{INS} = v + v_0 + \delta v^{INS},$$

$$x^{INS} = x + x_0 + v_0(t - t_0) + \delta x^{INS},$$

де

v^{INS} , x^{INS} – отримані шляхом інтегрування даних інерціальної системи значення швидкості та координат, відповідно;

v , x – істинні значення швидкості та координат;

v_0 , x_0 – невідомі початкові значення векторів швидкості та координат;

t – час;

t_0 – початковий момент часу, якому відповідають v_0 та x_0 ;

δv^{INS} , δx^{INS} – погрішності обчислення, відповідно, швидкості та координат за рахунок погрішностей даних ІНС та накопичення похибок в процесі інтегрування.

В рамках того ж інтервалу часу координати визначаються і на основі даних ГНСС:

$$x^{GNSS} = x + \delta x^{GNSS},$$

де

x^{GNSS} – координати, визначені за ГНСС-вимірами;

x – істинне значення координат;

δx^{GNSS} – погрішності обчислення за рахунок не скомпенсованих погрішностей ГНСС-вимірів.

Комбінуючи два останні рівняння, отримаємо:

$$x^{INS} - x^{GNSS} = x_0 + v_0(t - t_0) + \delta x^{INS} - \delta x^{GNSS}.$$

Очевидно, відхилення координат, обчислених на основі даних ІНС, від координат, визначених за ГНСС-вимірами, представляє собою пряму, з точністю до різниці залишкових погрішностей позиціонування за допомогою кожної з цих навігаційних систем.

Величина δx^{GNSS} визначається великою кількістю різних незалежних факторів: кількістю та взаємним розташуванням спостережуваних навігаційних

супутників, погрішностями різного походження, що входять до складу ГНСС-вимірів та алгоритмами компенсації цих погрішностей. Тому динаміка зміни δx^{GNSS} зі зміною часу непередбачувана, і цей параметр можна заздалегідь характеризувати лише його статистичними характеристиками.

Величина δx^{INS} , навпаки, залежить лише від власних погрішностей ІНС, і похибок чисельного інтегрування. При цьому значна частина погрішностей ІНС змінюється дуже повільно (див. п. 2.3), завдяки чому можна компенсувати їх шляхом калібрування пристроїв, що входять до складу ІНС,

Це дає можливість, апроксимуючи величину $x^{INS} - x^{GNSS}$ на деякому інтервалі часу поліномом, степінь якого більше одиниці, описати за допомогою цього поліному не тільки перший і другий, але і останній складник правої частини останнього співвідношення. Додавши значення апроксимуючого полінома до відповідних значень x^{INS} , отримаємо, з точністю до δx^{GNSS} і погрішностей апроксимації, значення x^{GNSS} .

Отже, в результаті виконання таких дій не тільки оцінюються початкові значення координат і швидкості, але й компенсуються залишкові погрішності визначення координат з використанням даних ІНС. Оцінка формується на основі усіх координат, визначених за ГНСС-вимірами, що є в наявності, завдяки чому підвищується її точність. Додаткового підвищення точності можна досягти, використовуючи для побудови апроксимуючого полінома зважені дані. В якості ваг можна використати, наприклад, значення параметра $(PDOP)^{-1}$, що відповідають значенням координат, визначених за ГНСС-вимірами. Завдяки зваженій обробці знижується вплив даних, що містять підвищені погрішності.

Таким чином, загальна схема сумісної обробки даних ГНСС та ІНС виглядає так:

– інтегрування навігаційних рівнянь ІНС з нульовими початковими значеннями;

– формування різниць $x^{INS} - x^{GNSS}$ в ті моменти часу в межах інтервалу інтегрування даних ІНС, яким відповідають визначені за ГНСС-вимірами координати, і апроксимація значень $x^{INS} - x^{GNSS}$ поліномом деякого ступеня, більшого одиниці;

– корекція значень x^{INS} за допомогою відповідних значень апроксимуючого полінома.

При цьому ступінь апроксимуючого полінома та інтервал часу, на якому він будується (інтервал інтегрування даних ІНС) визначаються експериментально.

2.5.6 Розроблення дослідницького програмного забезпечення сумісної обробки вимірювальної інформації приймача навігаційних супутникових сигналів та даних інерціальної навігаційної системи

З метою експериментального дослідження алгоритмів, розроблених в рамках даної роботи, були створене дослідницьке програмне забезпечення (ПЗ), що функціонує в програмному середовищі Matlab. Основними складовими цього ПЗ є наступні модулі:

- модуль згладжування вимірів ІНС за методом ковзного середнього та відбракування їх аномальних значень (виконується в рамках попередньої обробки даних ІНС);
- модуль синхронізації вимірів ГНСС та ІНС;
- модулі переходу між трьома системами координат: СК, пов'язаною з об'єктом, локальною географічною СК та геоцентричною земною СК WGS-84, яка використовується у GPS;
- модуль інтегрування даних ІНС;
- модуль сумісної обробки даних ІНС та ГНСС (усунення відхилення координат, визначених в результаті інтегрування даних ІНС, від координат, визначених за ГНСС-вимірами).

2.6 Проведення апріорної оцінки точності визначення параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальних навігаційних систем

2.6.1 Алгоритм апріорної оцінки точності визначення параметрів руху

Під час рішення навігаційної задачі значну роль грає точність апріорної оцінки дисперсії невідомих параметрів, адже величина цієї дисперсії дозволяє заздалегідь оцінити потенціальну точність позиціонування і визначити, чи можуть визначені з такою точністю параметри руху використовуватися для вирішення конкретних поставлених задач. Тому дуже важливо, щоб оцінка коваріаційної матриці рішення навігаційної задачі якнайточніше відповідала реальним значенням статистичних характеристик шуканих параметрів.

Для побудови алгоритму апріорної оцінки точності визначення параметрів руху введемо наступні позначення. Нехай

$t_i, i = 1..I$ – моменти часу, яким відповідають виміри ІНС;

$\Delta t = t_i - t_{i-1}, i = 1..I$;

$a_i^b = a^b(t_i)$ – вимірний вектор прискорення в СК, пов'язаний з об'єктом;

$a_i = a^l(t_i)$ – вектор прискорення в локальній географічній СК;

$\beta_i = (\phi(t_i), \theta(t_i), \psi(t_i))^T$ – вектор, що складається з кутів орієнтації об'єкта;

$C_i = C_b^l(\phi(t_i), \theta(t_i), \psi(t_i))$ – матриця переходу від СК, пов'язаної з об'єктом, до локальної географічної СК – матриця, що обчислюється на основі значень кутів орієнтації об'єкта відповідно до формули (2.7);

$\Delta a_i^b + \delta a_i^b$ – похибка вимірів вектора a_i^b , що має систематичну (Δa_i^b) та випадкову (δa_i^b) складові;

$\Delta a_i + \delta a_i$ – похибка вектора a_i , що має систематичну (Δa_i) та випадкову (δa_i) складові;

$\Delta\beta_i + \delta\beta_i$ – похибка вектора β_i , що має систематичну ($\Delta\beta_i$) та випадкову ($\delta\beta_i$) складові;

$K(\xi)$ – коваріаційна матриця випадкового вектора ξ , $K(\xi) = M(\xi\xi^T)$, де M – позначення математичного очікування.

Тоді $a_i = C_i \cdot a_i^b$, і похибка вектора a_i залежить від похибок кожного з множників:

$$\Delta a_i + \delta a_i = Q_i \cdot (\Delta\beta_i + \delta\beta_i) + C_i \cdot (\Delta a_i^b + \delta a_i^b), \quad (2.18)$$

де $Q_i = \left(\left(\frac{\partial C}{\partial \phi} \right)_i \cdot a_i^b \quad \left(\frac{\partial C}{\partial \theta} \right)_i \cdot a_i^b \quad \left(\frac{\partial C}{\partial \psi} \right)_i \cdot a_i^b \right)$ – квадратна матриця порядку 3.

Коваріаційна матриця обох частин (2.18) має вигляд:

$$K(\Delta a_i + \delta a_i) = Q_i \cdot K(\Delta\beta_i + \delta\beta_i) \cdot Q_i^T + C_i \cdot K(\Delta a_i^b + \delta a_i^b) \cdot C_i^T. \quad (2.19)$$

В силу незалежності систематичної $\Delta\beta_i$ та випадкової $\delta\beta_i$ похибок маємо:

$$\begin{aligned} K(\Delta\beta_i + \delta\beta_i) &= M((\Delta\beta_i + \delta\beta_i) \cdot (\Delta\beta_i + \delta\beta_i)^T) = \\ &= M(\Delta\beta_i \Delta\beta_i^T + \delta\beta_i \delta\beta_i^T) = K(\Delta\beta_i) + K(\delta\beta_i). \end{aligned}$$

Аналогічні співвідношення справедливі і для векторів $\Delta a_i^b + \delta a_i^b$ та $\Delta a_i + \delta a_i$, тому (2.19) можна записати у вигляді:

$$K(\Delta a_i) + K(\delta a_i) = Q_i \cdot (K(\Delta\beta_i) + K(\delta\beta_i)) \cdot Q_i^T + C_i \cdot (K(\Delta a_i^b) + K(\delta a_i^b)) \cdot C_i^T. \quad (2.20)$$

Інтегруючи прискорення відповідно до формули трапецій

$$v_{i+1} = v_i + (a_i + a_{i+1})/2,$$

отримаємо:

$$v_i = v_0 + \sum_{k=0}^{i-1} \frac{(a_k + a_{k+1})}{2} \Delta t,$$

де v_i – значення швидкості в момент t_i .

Інтегруючи останнє співвідношення ще раз, отримаємо:

$$x_i = x_0 + v_0 \cdot i \cdot \Delta t + \sum_{k=0}^{i-1} \frac{(2i - (2k + 1)) \cdot (a_k + a_{k+1})}{2} \cdot \frac{\Delta t^2}{2},$$

де x_i – координати в момент t_i .

Похибки цієї величини можуть бути представлені у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \Delta x_i + \delta x_i = & \Delta x_0 + \Delta v_0 \cdot i \cdot \Delta t + \\ & + \sum_{k=0}^{i-1} \frac{(2i - (2k + 1)) \cdot \Delta t^2}{4} \cdot (\Delta a_k + \delta a_k + \Delta a_{k+1} + \delta a_{k+1}) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Підставимо (2.18) у співвідношення (2.21):

$$\begin{aligned} \Delta x_i + \delta x_i = & \Delta x_0 + \Delta v_0 \cdot i \cdot \Delta t + \sum_{k=0}^{i-1} \frac{(2i - (2k + 1)) \cdot \Delta t^2}{4} \cdot \\ & \cdot (Q_k \cdot (\Delta \beta_k + \delta \beta_k) + C_k \cdot (\Delta a_k^b + \delta a_k^b) + Q_{k+1} \cdot (\Delta \beta_{k+1} + \delta \beta_{k+1}) + C_{k+1} \cdot (\Delta a_{k+1}^b + \delta a_{k+1}^b)) \end{aligned}$$

Будемо вважати, що систематична похибка кожного параметра не змінюється з часом, тоді останнє рівняння набуде вигляду:

$$\begin{aligned} \Delta x_i + \delta x_i = & \Delta x_0 + \Delta v_0 \cdot i \cdot \Delta t + \\ & + \sum_{k=0}^{i-1} \frac{(2i - (2k + 1)) \cdot \Delta t^2}{4} \cdot ((Q_k + Q_{k+1}) \cdot \Delta \beta + (C_k + C_{k+1}) \cdot \Delta a^b) + \\ & + \sum_{k=0}^{i-1} \frac{(2i - (2k + 1)) \cdot \Delta t^2}{4} \cdot (Q_k \cdot \delta \beta_k + Q_{k+1} \cdot \delta \beta_{k+1} + C_k \cdot \delta a_k^b + C_{k+1} \cdot \delta a_{k+1}^b) \end{aligned}$$

Коваріаційна матриця цього виразу має вигляд:

$$\begin{aligned}
K(\Delta x_i + \delta x_i) &= K(\Delta x_i) + K(\delta x_i) = K(\Delta x_0) + K(\Delta v_0) \cdot (i \cdot \Delta t)^2 + \\
&+ \frac{\Delta t^4}{16} \cdot \left(\sum_{k=0}^{i-1} (2i - (2k+1)) \cdot (Q_k + Q_{k+1}) \right) \cdot K(\Delta \beta) \cdot \\
&\cdot \left(\sum_{k=0}^{i-1} (2i - (2k+1)) \cdot (Q_k + Q_{k+1})^T \right) + \\
&+ \frac{\Delta t^4}{16} \cdot \left(\sum_{k=0}^{i-1} (2i - (2k+1)) \cdot (C_k + C_{k+1}) \right) \cdot K(\Delta a^b) \cdot \\
&\cdot \left(\sum_{k=0}^{i-1} (2i - (2k+1)) \cdot (C_k + C_{k+1})^T \right) + \\
&+ \sum_{k=0}^{i-1} \left(\frac{(2i - (2k+1)) \cdot \Delta t^2}{4} \right)^2 \cdot \left((Q_k + Q_{k+1}) \cdot K(\delta \beta) \cdot (Q_k + Q_{k+1})^T \right) + \\
&+ \sum_{k=0}^{i-1} \left(\frac{(2i - (2k+1)) \cdot \Delta t^2}{4} \right)^2 \cdot \left((C_k + C_{k+1}) \cdot K(\delta a^b) \cdot (C_k + C_{k+1})^T \right).
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Співвідношення (2.22) справедливе за припущення, що $M(\delta a_k^b \cdot (\delta a_{k+1}^b)^T) = 0$ і $M(\delta \beta_k^b \cdot (\delta \beta_{k+1}^b)^T) = 0$, а також $K(\delta a_k^b) = K(\delta a_{k+1}^b)$ і $K(\delta \beta_k) = K(\delta \beta_{k+1})$.

Вираз (2.22) представляє собою коваріаційну матрицю вирішення навігаційної задачі на основі даних ІНС. Основними параметрами, що впливають на величину елементів цієї матриці, є наступні параметри:

- Δt , i – визначають довжину інтервалу інтегрування;
- $K(\Delta x_0)$, $K(\Delta v_0)$ – величини похибок початкових значень координат і швидкості;
- $K(\Delta \beta)$, $K(\Delta a^b)$ – величини систематичних похибок кутів орієнтації та прискорення;
- $K(\delta \beta)$, $K(\delta a^b)$ – величини випадкових похибок кутів орієнтації та прискорення.

Величини $K(\Delta \beta)$ та $K(\Delta a^b)$ можуть бути зменшені шляхом калібрування датчиків первинної інформації, що входять до складу ІНС, а величини $K(\delta \beta)$ та $K(\delta a^b)$ – шляхом згладжування вимірів ІНС.

Крім того, в результаті застосування розробленого алгоритму сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС (дивись п. 2.5) вплив на точність вирішення навігаційної задачі параметрів Δx_0 , Δv_0 , $\Delta \beta$ та Δa^b значною мірою коректується. Ступінь корекції залежить від точності координат, визначених за допомогою ГНСС, від довжини інтервалу інтегрування даних ІНС та правильного вибору ступеня апроксимуючого поліному, що використовується для описання відхилення координат, визначених за ГНСС-вимірами, від координат, визначених на основі даних ІНС.

Таким чином, погрішності визначення координат в результаті сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС також оцінюються за допомогою виразу (2.22), але з використанням значень параметрів $K(\Delta x_0)$, $K(\Delta v_0)$, $K(\Delta \beta)$, $K(\Delta a^b)$, $K(\delta \beta)$ і $K(\delta a^b)$, змінених у відповідності з проведеною обробкою інформації.

2.6.2 Моделювання алгоритму апіорної оцінки точності визначення параметрів руху

Для моделювання розробленого алгоритму апіорної оцінки точності визначення параметрів руху в результаті сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС були використані дані ГНСС та ІНС, накопичені протягом статичного етапу експерименту (дивись п. 2.9).

На рисунку 2.3 наведені значення квадратного кореня з суми діагональних елементів $K(\Delta x_i + \delta x_i)$ за умови, що згладжування даних ІНС було виконане, але для вирішення навігаційної задачі використовувалися лише дані ІНС (за винятком початкових значень координат і швидкості, відомих з певною погрішністю):
 $K(\Delta x_0) = 4 \cdot I$, $K(\Delta v_0) = 0.01 \cdot I$, $K(\Delta \beta) = (\pi \cdot 0.01/180)^2 \cdot I$, $K(\Delta a^b) = 0.04 \cdot I$,
 $K(\delta \beta) = (\pi \cdot 0.001/180)^2 \cdot I$, $K(\delta a^b) = 0.001^2 \cdot I$, де I - одинична матриця. На рисунку 2.3 на вертикальній осі показані метри, на горизонтальній – секунди від початку сеансу вимірювань.

На рисунку 2.4 наведені значення квадратного кореня з суми діагональних елементів $K(\Delta x_i + \delta x_i)$ за умови, що згладжування даних ІНС було виконане, інформація датчиків ІНС відкалібрована, і для вирішення навігаційної задачі використовувалися дані ІНС та ГНСС: $K(\delta\beta) = (\pi \cdot 0.001/180)^2 \cdot I$, $K(\delta a^b) = 0.001^2 \cdot I$, $K(\Delta x_0) = K(\Delta v_0) = K(\Delta\beta) = K(\Delta a^b) = 0$. На рисунку 2.4 на вертикальній осі показані метри, на горизонтальній – секунди від початку сеансу вимірювань.

Наведені результати моделювання алгоритму апріорної точності визначення параметрів руху свідчать, що застосування розроблених алгоритмів сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС дозволяють суттєво знизити похибки рішення навігаційної задачі до рівня похибок визначення координат за допомогою низьковартісного приймача сигналів ГНСС (дивись п. 2.10).

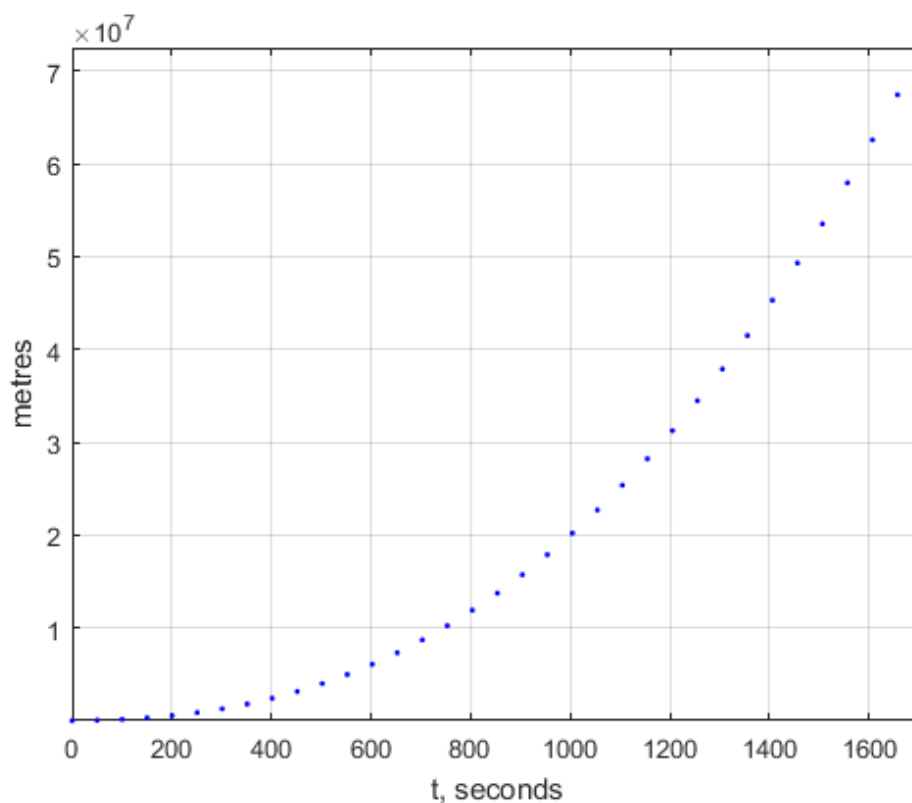


Рисунок 2.3 – Апріорна оцінка середньоквадратичної похибки позиціонування з використанням даних ІНС

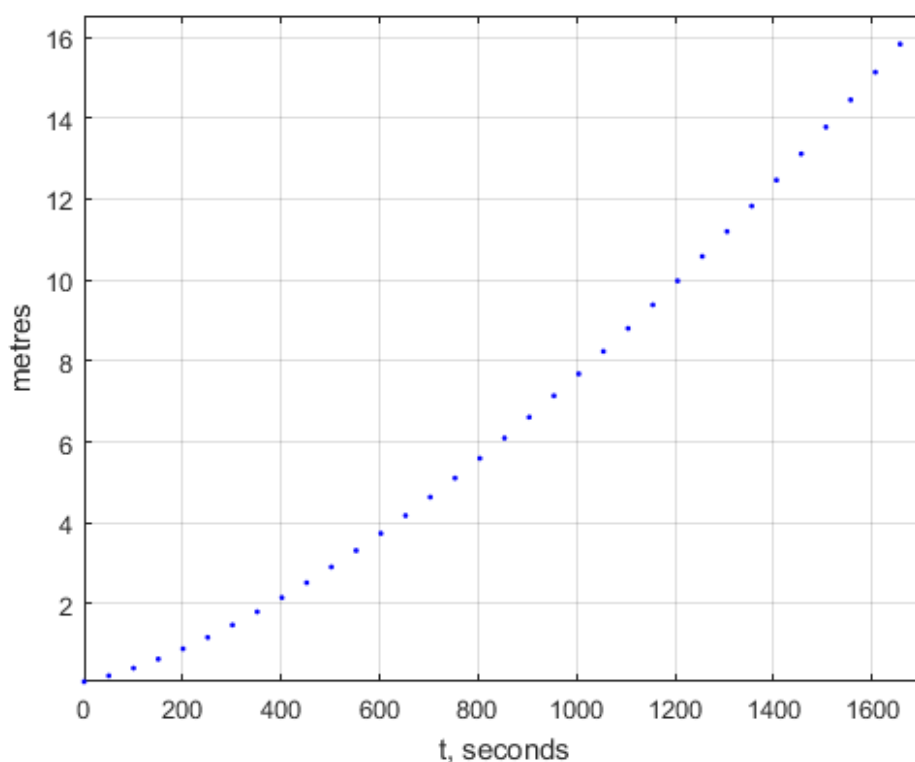


Рисунок 2.4 – Априорна оцінка середньоквадратичної похибки позиціонування з використанням даних ІНС та ГНСС

2.7 Розроблення експериментальної інтегрованої системи для визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на базі засобів супутникової та інерціальної навігації

Як було відзначено раніше, апаратна частина інтегрованої системи для проведення експериментів з визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів була сформована на базі планшета Samsung P6010 Galaxy Note 10.1 2014 Edition 3G.

Програмна частина інтегрованої системи складається з трьох компонентів.

Перший – ПЗ збору вимірювальної інформації датчиків інерціальної навігаційної системи (AK8963 і BMI055) і результатів позиціонування за допомогою приймача супутникових навігаційних сигналів (BCM4751). Дане ПЗ було інстальоване в планшеті Samsung P6010 Galaxy Note 10.1 2014 Edition 3G.

Другий – ПЗ аналізу вимірювальної інформації і синхронізації шкали часу планшета Samsung P6010 Galaxy Note 10.1 2014 Edition 3G зі шкалою часу GPS. Дане ПЗ функціонує на лабораторному персональному комп'ютері.

Третій – ПЗ сумісної обробки вимірювальної інформації інерціальної навігаційної системи і приймача сигналів супутникових навігаційних систем і визначення параметрів руху транспортного засобу. Дане ПЗ функціонує на лабораторному персональному комп'ютері.

Функції та принципи побудови двох перших компонентів були описані в п. 2.4. Описання третього, головного, компоненту наведене в п. 2.5.

Структурна схема експериментальної інтегрованої системи для визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на базі засобів супутникової та інерціальної навігації приведена на рисунку 2.5.

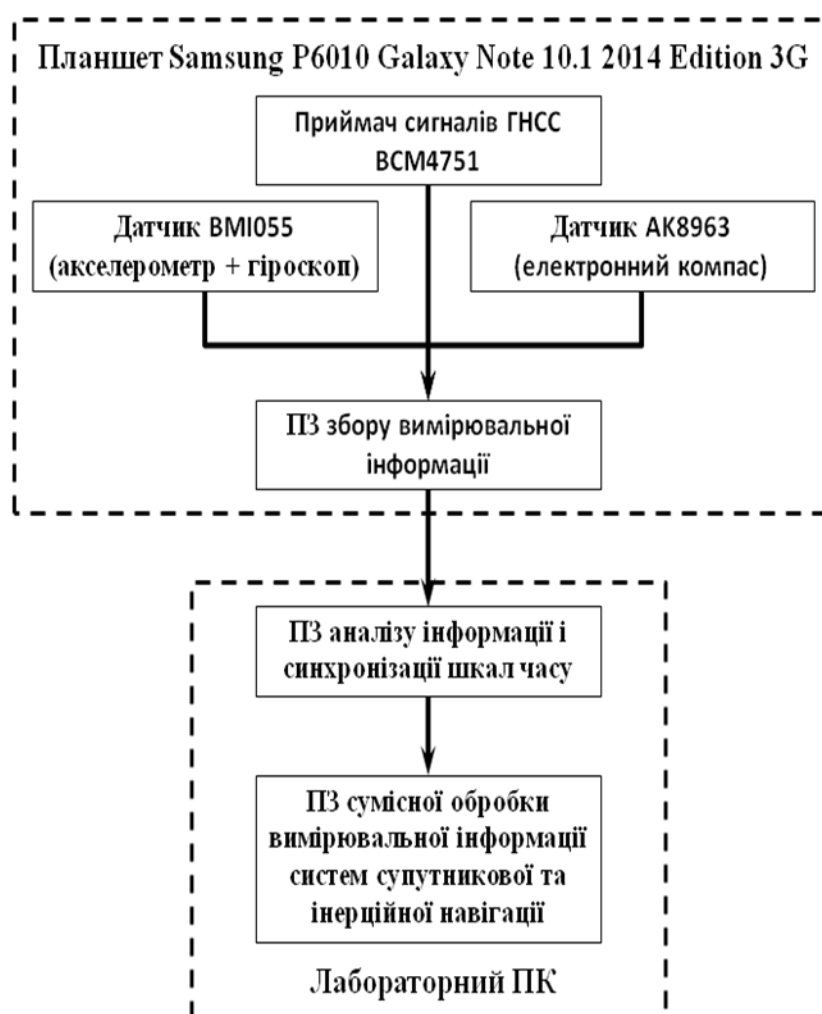


Рисунок 2.5 – Структурна схема експериментальної інтегрованої системи.

2.8 Розроблення методики проведення експериментальних досліджень методів і алгоритмів визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальних навігаційних систем

Об'єктом експериментів є розроблені в ході даної роботи методи і алгоритми визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки даних ГНСС та ІНС, а також створене на їх основі програмне забезпечення, яке дозволяє дослідити ефективність використання сумісної обробки даних ГНСС та ІНС для забезпечення безперервного визначення координат наземних рухомих об'єктів в умовах, складних для навігації за сигналами супутникових навігаційних систем. Експериментальне дослідження дозволяє оцінити рівень точності координат, досяжний на практиці при виконанні сумісної обробки реальної вимірювальної інформації низьковартісного приймача супутникових навігаційних сигналів та інерціальної навігаційної системи типу МЕМС.

Одним з основних факторів, що впливає на якість навігаційних визначень за ГНСС-вимірами в умовах перебування ГНСС-приймача на вулицях міста, є вплив об'єктів, що розташовані навколо його місця перебування (дерев, будинків та інших споруд) і спричиняють підвищення погрішності вимірів, обумовленої множинним поширенням сигналів та утворення зон затінення сигналів навігаційних супутників. Наслідком цього може бути значне зниження точності визначення параметрів руху (перш за все, координат) та утворення інтервалів часу, протягом яких визначення параметрів руху неможливе через недостатню кількість спостережуваних навігаційних супутників. Така низька якість визначення параметрів руху – явище, що дуже часто виникає при ГНСС-позиціонуванні в міських умовах [108].

Інформація, що надається інерціальною навігаційною системою, навпаки, характеризується безперервністю та незалежністю від впливу зовнішніх факторів. Точність навігаційного рішення за даними ІНС визначається, перш за все, величиною похибок датчиків первинної інформації, що входять до складу ІНС (акселерометра та гіроскопа), похибками визначення координат і швидкості в

початковий момент часу, і зростанням впливу цих похибок в процесі інтегрування даних ІНС (дивись п. 2.3, 2.6).

Для того, щоб оцінити можливість побудови безперервної траєкторії наземного транспортного засобу в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС, необхідно, перш за все, оцінити ефективність компенсації похибок інерціальної навігаційної системи за допомогою використовуваного алгоритму сумісної обробки.

Зважаючи на викладене, експериментальні дослідження ефективності розроблених методів та алгоритмів сумісної обробки даних ГНСС та ІНС були розділені на дві частини.

В ході першої частини досліджень експериментальна інтегрована навігаційна система була непорушною і перебувала в точці з відомими координатами в умовах відсутності навколишніх об'єктів, які можуть відбивати сигнали навігаційних супутників – на відкритій місцевості. Такий експеримент проводився для того, щоб досягти одразу кількох цілей. По-перше, оцінити точність визначення координат ГНСС-приймачем, що входить до складу інтегрованої навігаційної системи, в умовах, сприятливих для ГНСС-навігації, тобто максимальну досяжну з використанням цього ГНСС-приймача точність навігації. По-друге, оцінити вплив похибок акселерометра і гіроскопа на точність навігаційного рішення, адже в таких умовах погрішність початкових значень координат і швидкості зведена до мінімуму, тому погрішність визначення цих параметрів за допомогою даних ІНС визначається, в основному, похибками датчиків первинної інформації, що входять до її складу. По-третє, вибрати налаштування алгоритму сумісної обробки даних ГНСС та ІНС (дивись п. 2.5) – довжину інтервалу інтегрування даних ІНС та відповідний ступінь полінома, що апроксимує відхилення координат, обчислених за ГНСС-вимірами, від координат, отриманих в результаті інтегрування даних ІНС.

В ході другої частини експериментів автомобіль, обладнаний експериментальною інтегрованою навігаційною системою, рухався міськими вулицями, серед високих будинків та інших споруд, характерних для міст. Це було зроблено з метою оцінити ефективність розроблених методів і алгоритмів при

сумісній обробці інформації ГНСС та ІНС, умови отримання якої такі ж, як і при вирішенні реальних практичних завдань.

2.9 Організація і проведення робіт з накопичення вимірювальної інформації для проведення досліджень

2.9.1 Накопичення даних для експериментального дослідження розроблених методів і алгоритмів визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС, відповідно до методики цього дослідження (дивись п. 2.8), проводилося в два етапи, які можуть бути умовно названі статичним та кінематичним.

2.9.2 В ході статичного етапу накопичення даних експериментальна інтегрована навігаційна система була нерухома і розташована в точці з відомими координатами, які представлені в таблиці 2.6.

Таблиця 2.6 – Координати точки накопичення статичних даних

Координата	Значення	Одиниця виміру
довгота	36.593563	градуси
широта	50.581993	градуси
висота	192.78	метри

Сеанс накопичення інформації у статистиці проводився 26 жовтня 2016 року з 8 години 59 хвилин до 9 години 28 хвилин ранку за Київським часом. Таким чином, тривалість сеансу складала близько півгодини.

ГНСС-вимірювання реєструвалися з періодичністю 1 раз на секунду, дані інерціальної навігаційної системи – з періодичністю 1 раз на 50 мілісекунд.

2.9.3 В ході кінематичного етапу накопичення даних експериментальна інтегрована навігаційна система була розташована на автомобілі, що рухався центральними вулицями міста. Автомобіль в процесі свого руху кілька разів проїхав по одній і тій же ділянці дороги, здійснивши кілька розворотів. Наслідком такого характеру руху автомобіля є досить різкі зміни його прискорення і кутової швидкості, що ускладнює обробку накопиченої інтегрованою навігаційною

системою інформації. Однак при вирішенні реальних практичних задач траєкторія руху автомобіля, звичайно, може містити в собі ряд розворотів. Тому алгоритми обробки інформації, що стосується параметрів руху автомобіля, повинні успішно функціонувати, в тому числі, і з такою вимірювальною інформацією. Таким чином, дані, накопичені в ході кінематичного етапу експерименту, дають можливість перевірити функціонування розроблених алгоритмів в ускладнених, але реальних умовах.

Траєкторія руху автомобіля протягом кінематичного етапу накопичення даних представлена на рисунку 2.6. На рисунку 2.7 наведені зміни координат протягом сеансу відносно їх середніх значень (в метрах), горизонтальна вісь – секунди від початку сеансу.

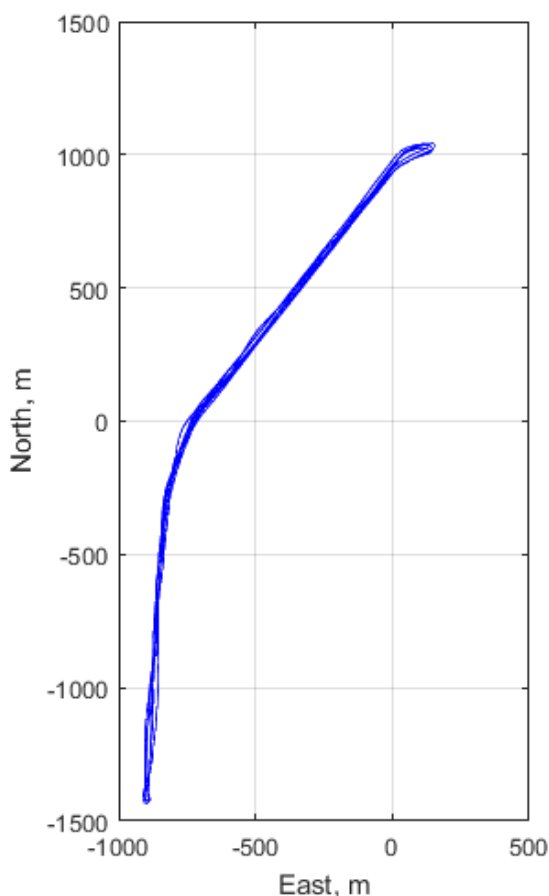


Рисунок 2.6 – Траєкторія руху автомобіля протягом кінематичного етапу накопичення даних

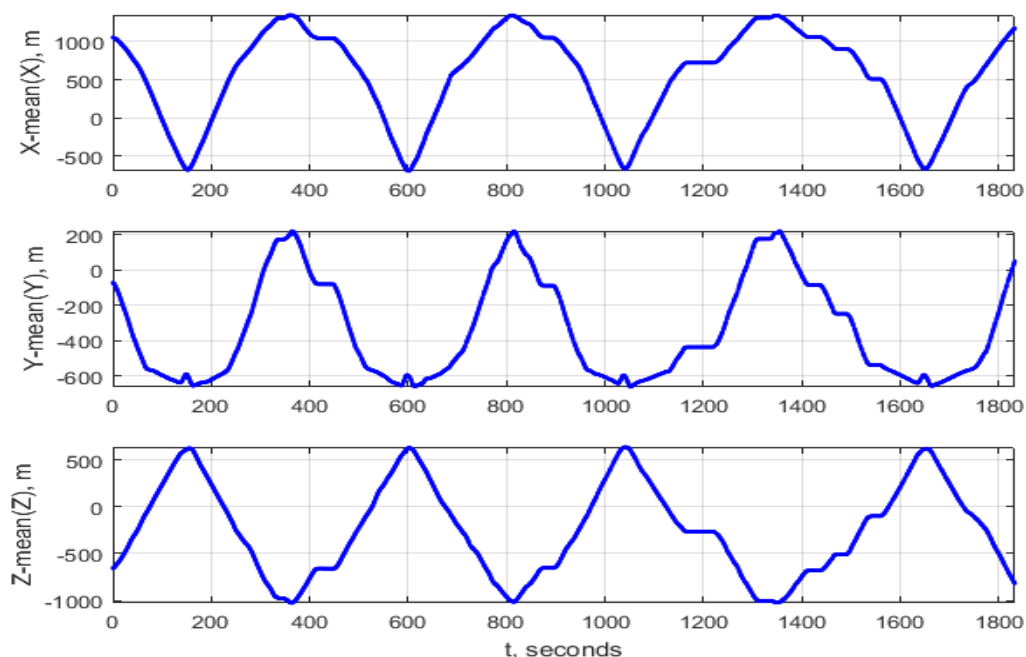


Рисунок 2.7 – Зміни координат відносно їх середніх по сеансу значень протягом кінематичного етапу накопичення даних

Сеанс накопичення інформації у русі проводився 27 вересня 2016 року з 22 години 19 хвилин до 23 години 11 хвилин за Київським часом. Таким чином, тривалість сеансу складала близько години. Для того, щоб умови дослідження функціонування алгоритму сумісної обробки даних ГНСС та ІНС були однакові, цей сеанс був розбитий на дві приблизно півгодинні частини, що оброблялися окремо.

ГНСС-вимірювання реєструвалися з періодичністю 1 раз на секунду, дані інерціальної навігаційної системи – з періодичністю 1 раз на 50 мілісекунд.

2.10 Аналіз якості зареєстрованої інформації та її попередня обробка

2.10.1 Аналіз якості зареєстрованої інформації ІНС та її попередня обробка

Попередня обробка зареєстрованої акселерометром та гіроскопом інформації полягала у згладжуванні цих даних за методом ковзного середнього і відбракуванні їх аномальних значень.

На рисунках 2.8 – 2.13 наведені результати попередньої обробки даних, накопичених в ході статичного етапу експерименту: на рисунках 2.8 – 2.10 – даних акселерометра, на рисунках 2.11 – 2.13 – даних гіроскопа.

На рисунках 2.14 – 2.19 наведені результати попередньої обробки даних, накопичених в ході кінематичного етапу експерименту: на рисунках 2.14 – 2.16 – даних акселерометра, на рисунках 2.17 – 2.19 – даних гіроскопа.

Кожний з рисунків 2.8 – 2.19 складається з двох частин. Вгорі наведені згладжені значення вимірюваного параметра, внизу – різниця його зареєстрованих і згладжених значень.

На горизонтальній осі показаний час (в секундах) від початку сеансу вимірювань, на вертикальній – метри в секунду за секунду (для прискорення, рисунки 2.8 – 2.10, 2.14 – 2.16) або радіани в секунду (для кутової швидкості, рисунки 2.11 – 2.13, 2.17 – 2.19).

Виміри акселерометра наведені в системі координат, пов'язаній з об'єктом.

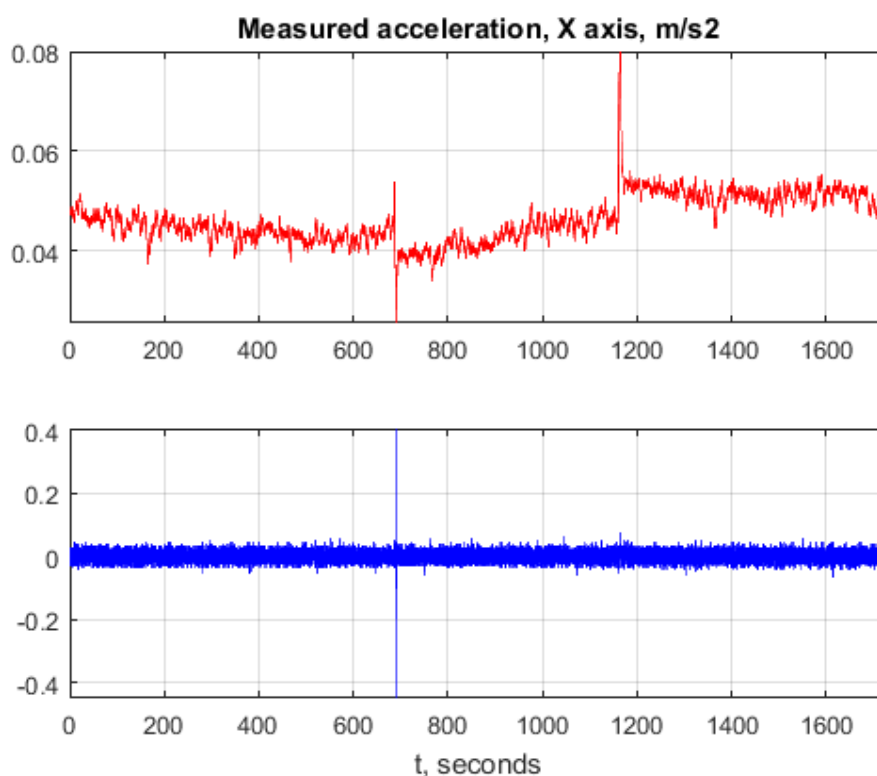


Рисунок 2.8 – Результати згладжування вимірів акселерометра у статиці (вісь крену)

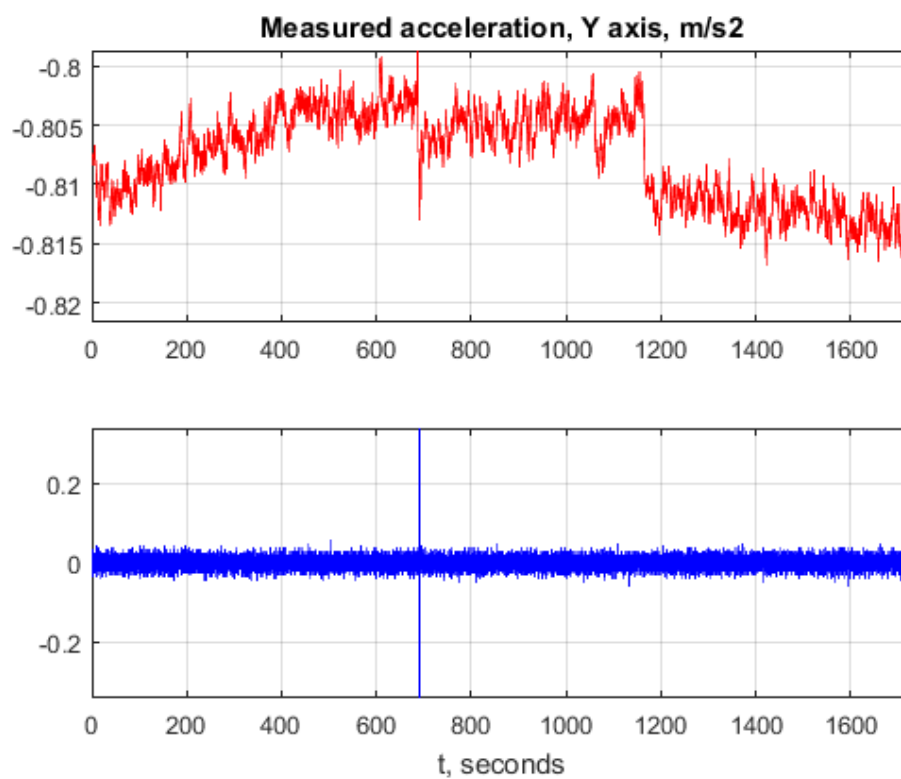


Рисунок 2.9 – Результати згладжування вимірів акселерометра у статиці (вісь тангажу)

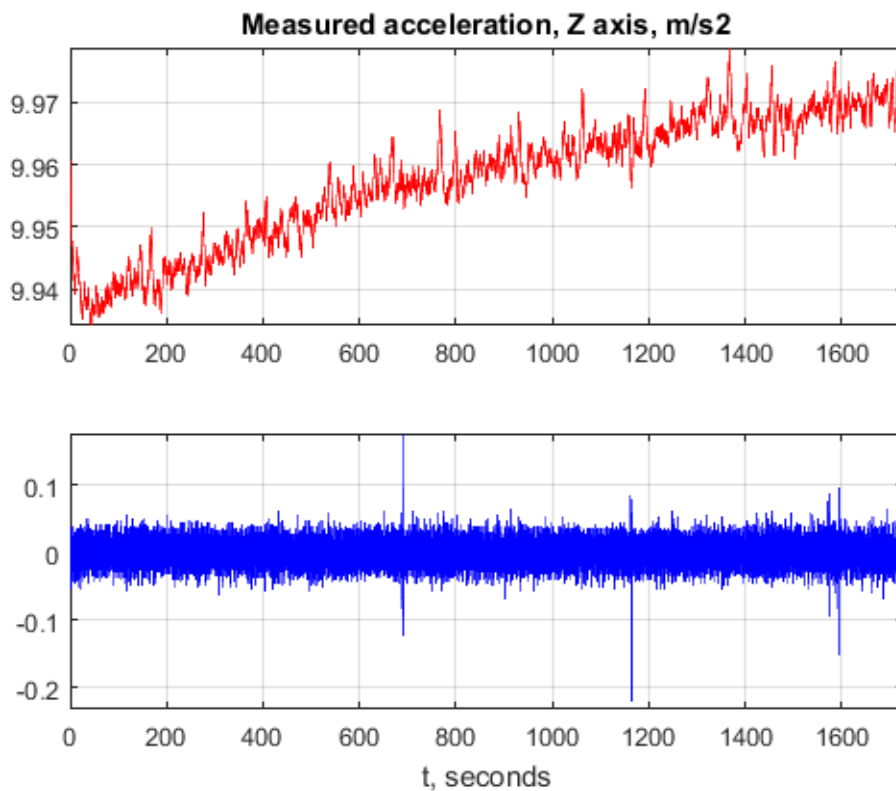


Рисунок 2.10 – Результати згладжування вимірів акселерометра у статиці (вісь ристання)

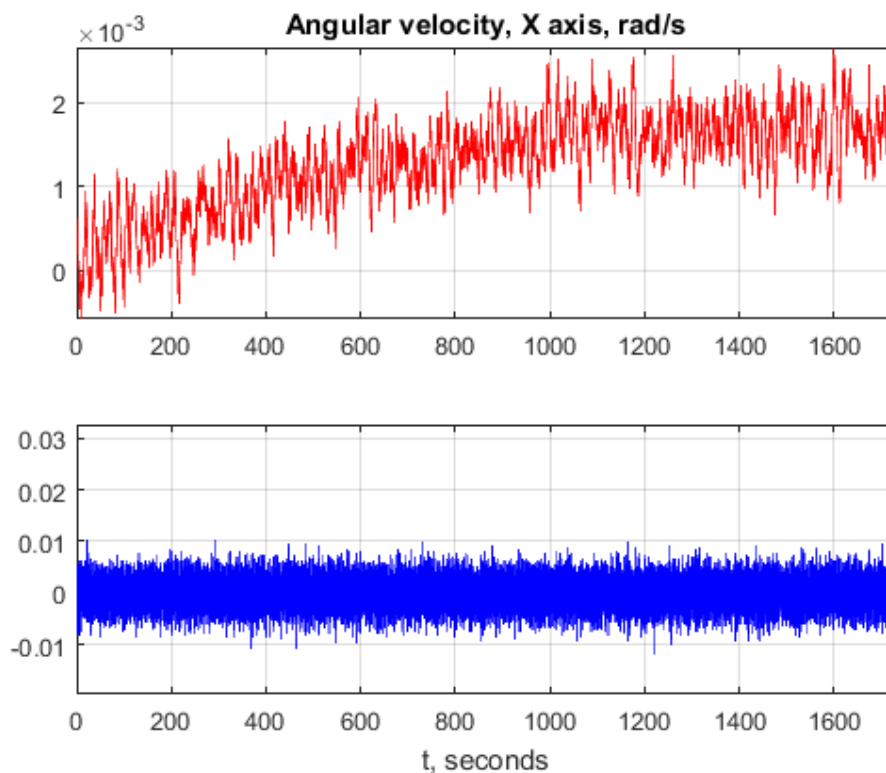


Рисунок 2.11 – Результати згладжування вимірів гіроскопа у статиці (вісь крену)

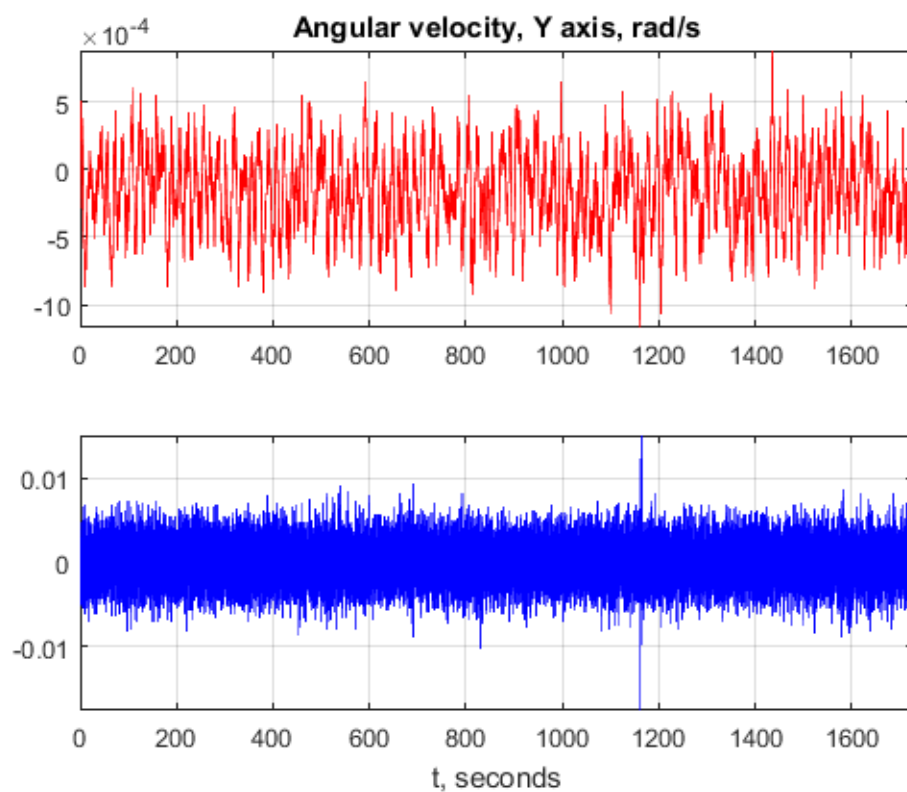


Рисунок 2.12 – Результати згладжування вимірів гіроскопа у статиці (вісь тангажу)

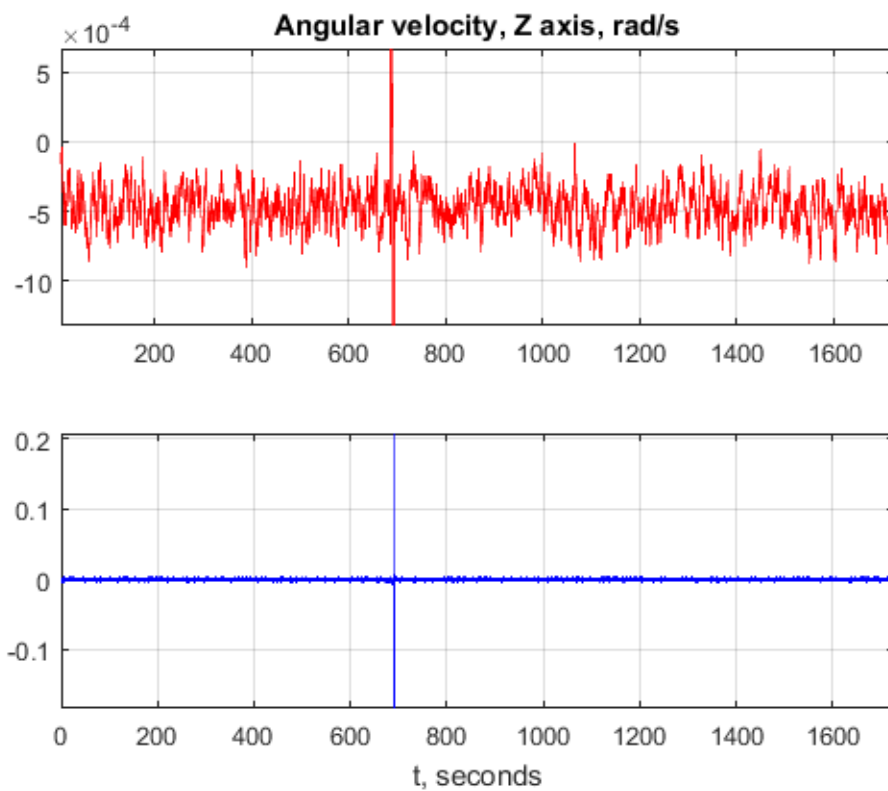


Рисунок 2.13 – Результати згладжування вимірів гіроскопа у статиці (вісь рискання)

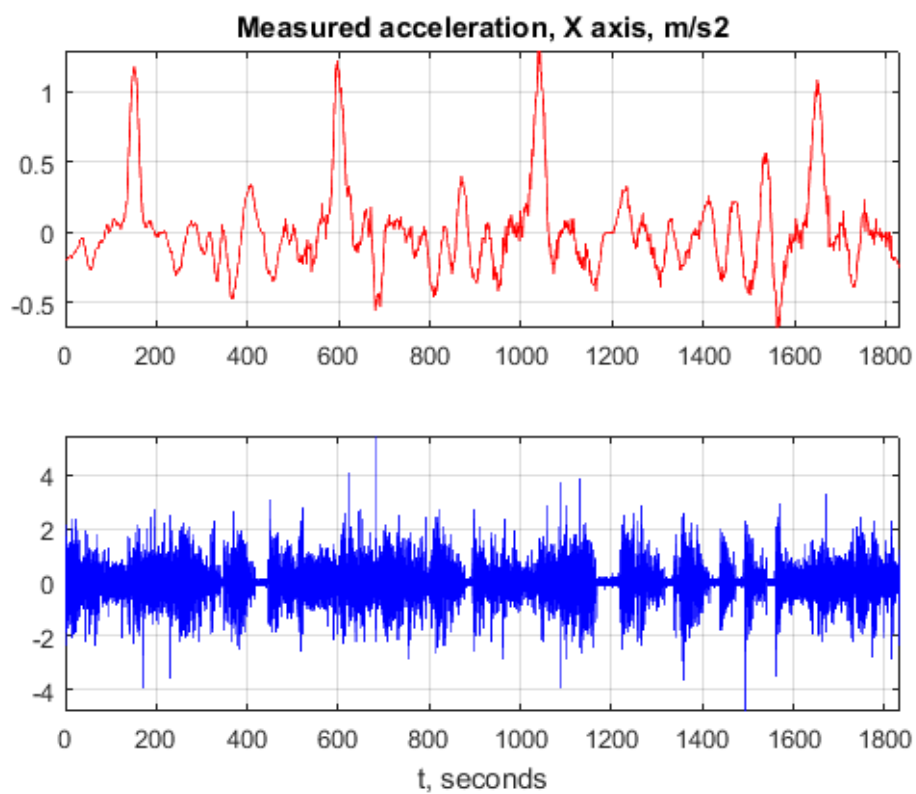


Рисунок 2.14 – Результати згладжування вимірів акселерометра у кінематиці (вісь крену)

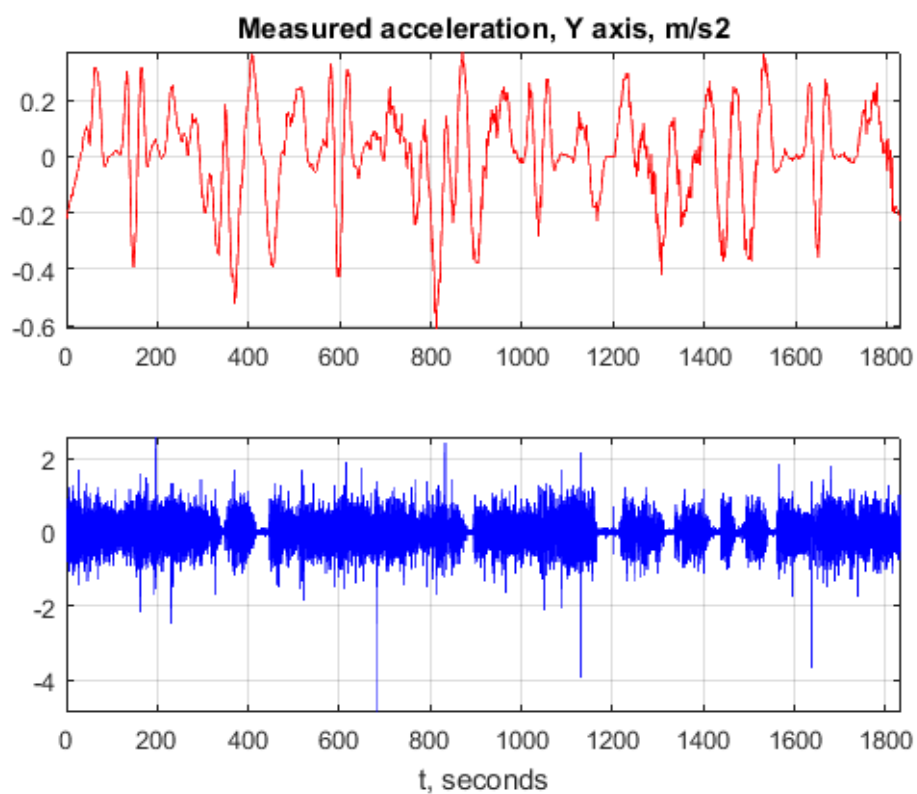


Рисунок 2.15 – Результати згладжування вимірів акселерометра у кінематиці (вісь тангажу)

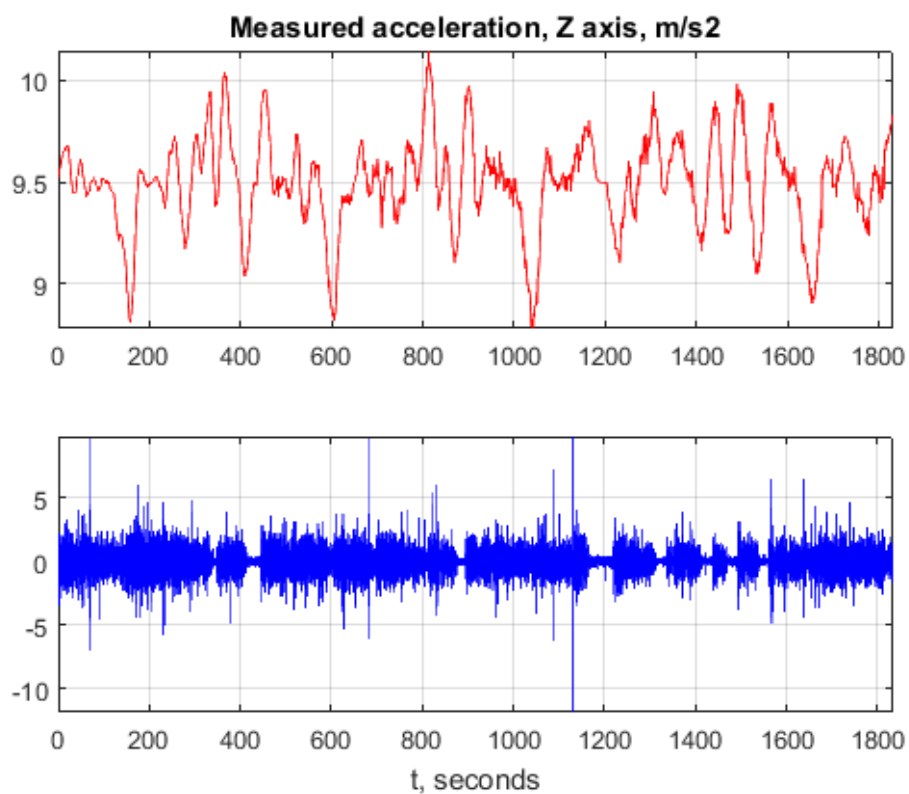


Рисунок 2.16 – Результати згладжування вимірів акселерометра у кінематиці (вісь ристання)

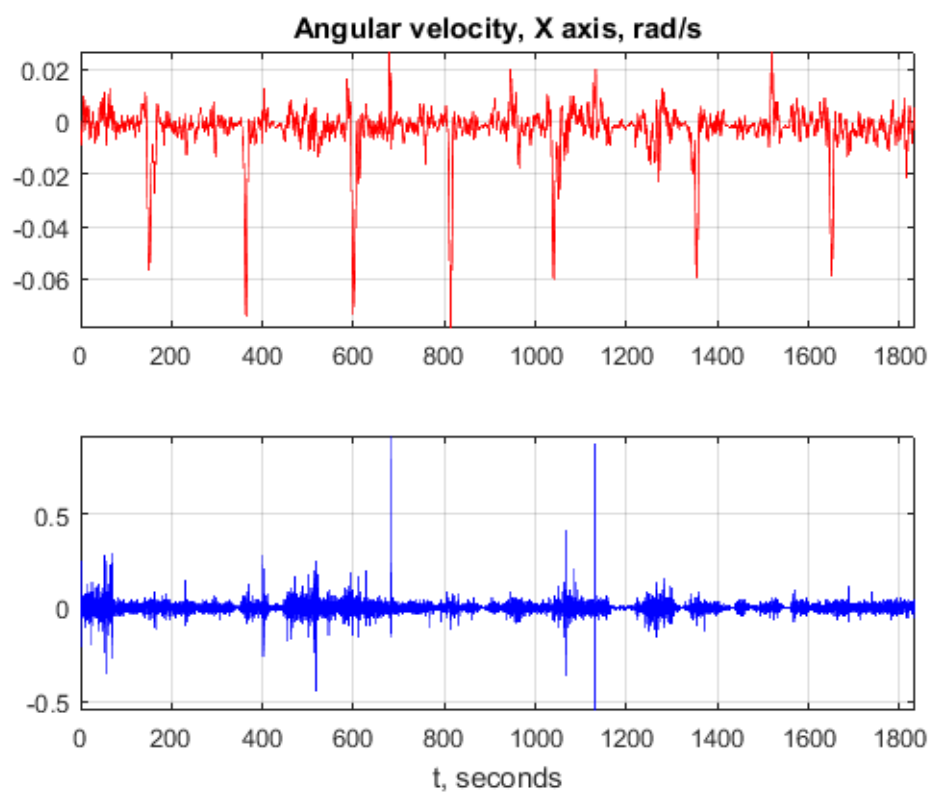


Рисунок 2.17 – Результати згладжування вимірів гіроскопа у кінематиці (вісь крену)

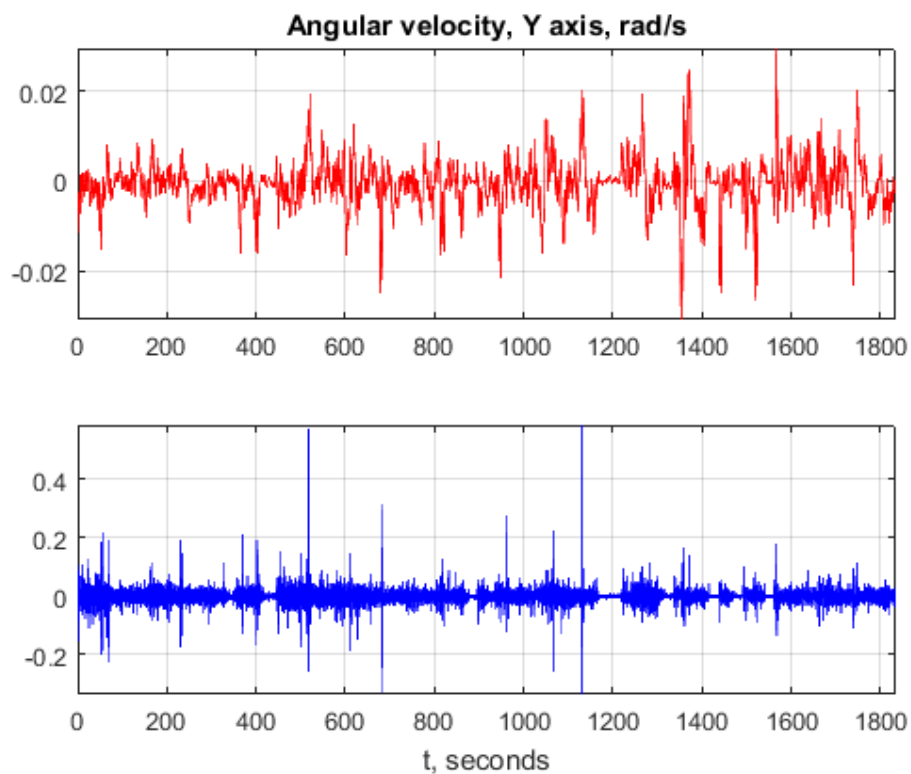


Рисунок 2.18 – Результати згладжування вимірів гіроскопа у кінематиці (вісь тангажу)

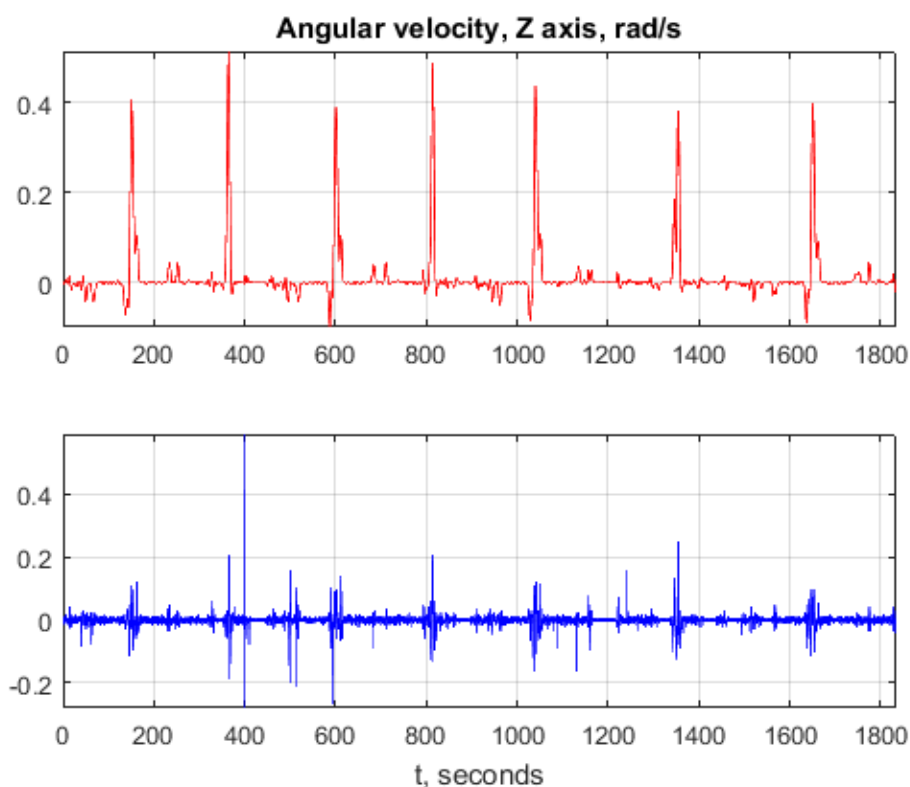


Рисунок 2.19 – Результати згладжування вимірів гіроскопа у кінематиці (вісь
рискання)

Протягом обох етапів експерименту інтегрована навігаційна система була розташована так, що третя вісь пов'язаної з нею СК була спрямована донизу. Тому для статичного етапу експерименту еталонним значенням вимірів, що відповідають першим двом осям акселерометра, може вважатися нуль, а еталоном вимірів вздовж третьої осі акселерометра – прискорення вільного падіння: 9.81 м/с^2 . Еталоном вимірів гіроскопа в статиці також може бути нуль. Ці значення можуть вважатися для статики еталонними з точністю до поправок на обертання Землі, величина яких на кілька порядків менша, ніж експериментально зафіксовані відхилення реальних вимірювальних даних від вибраного еталону.

Аналіз результатів попередньої обробки зареєстрованої акселерометром та гіроскопом інформації показав наступне.

Згладжування вимірювальних даних дозволило зменшити шумоподібну складову їх погрешностей більш, ніж на порядок, а також усунути їх одиничні аномально великі значення.

Виміри ІНС містять в собі похибки, що повільно змінюються, і величина цих похибок сягає 0.8 м/с^2 для даних акселерометра (дивись рисунок 2.9) і 0.002 рад/с для даних гіроскопа. Ці похибки складаються, як було зазначено у п. 2.3, із зміщення нуля датчиків, похибок, що залежать від температури, та інших складових.

Для досягнення прийнятної точності позиціонування похибки вимірів ІНС, що повільно змінюються, повинні бути усунуті шляхом калібрування та/або іншим способом.

В рамках даної роботи значення цих похибок були скомпенсовані шляхом застосування розробленого алгоритму сумісної обробки даних ІНС та ГНСС.

2.10.2 Аналіз якості інформації ГНСС та її попередня обробка

В таблиці 2.7 наведена оцінка точності визначення координат виключно за ГНСС-вимірами в ході статичного етапу експерименту. Точність характеризується статистичними характеристиками довготної, широтної і висотної (перший, другий і третій стовпчики таблиці, відповідно) компонент відхилення визначених координат від еталонних. У першому рядку таблиці наведені середні по сеансу вимірів значення цих відхилень, у другому – їх середньоквадратичні похибки (СКП), а у третьому – оцінки сумарної (максимальної) погрішності визначень координат (сума модуля середнього значення і подвоєного значення СКП). Всі показники представлені у метрах.

Таблиця 2.7 – Точність позиціонування за ГНСС-вимірами у статичному режимі

	dE	dN	dH
M, m	2.45	-6.57	16.68
RMS, m	2.12	3.91	1.81
M +2*RMS, m	6.69	14.39	20.30

Рисунки 2.20 – 2.22 ілюструють інформацію, наведену в таблиці 2.7. На рисунку 2.20 наведені горизонтальні складові похибки визначення координат (в метрах) – різниці обчисленого і еталонного значення, червоною зірочкою

позначений нуль. На рисунку 2.21 наведені значення вертикальної складової похибки визначення координат (в метрах), червоною лінією позначений нуль. На рисунку 2.22 наведені значення горизонтальної складової геометричного фактора *HDOP* та кількість спостережуваних ГНСС-приймачем навігаційних супутників (горизонтальна вісь – час в секундах від початку сеансу).

Дані, наведені в таблиці 2.7 та проілюстровані рисунками 2.20 – 2.22 свідчать про наступне. Протягом сеансу накопичення даних у статистиці спостерігалася велика кількість (від 11 до 14) навігаційних супутників, завдяки чому значення геометричного фактора *HDOP* здебільшого (за виключенням лише кількох епох вимірів) не перевищувала 1,7. Незважаючи на це, максимальні похибки визначення координат досягають 15 метрів в горизонтальній площині та 20 метрів по висоті. Це пояснюється тим, що дані координати були визначені в автономному режимі по кодовим ГНСС-вимірам низьковартісним ГНСС-приймачем, який входить до складу експериментальної інтегрованої навігаційної системи. В ГНСС-приймачах цього класу алгоритми обробки вимірювальної інформації дуже спрощені, а для корекції похибок ГНСС-вимірів не залучається ніяка додаткова інформація, наслідком чого і є така низька точність позиціонування.

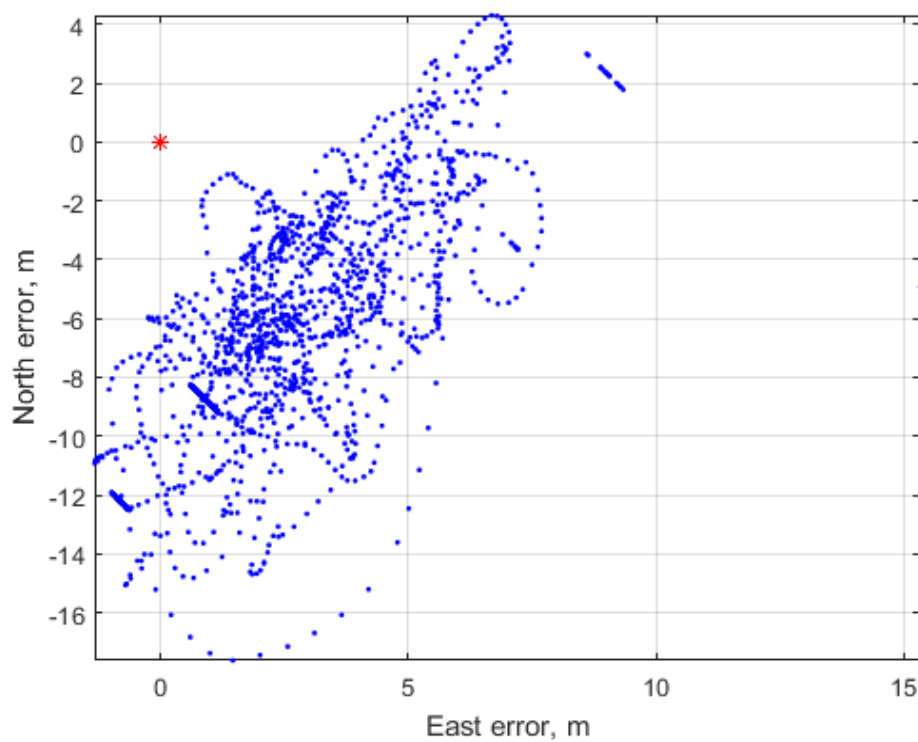


Рисунок 2.20 – Планова складова відхилення від еталону координат, визначених за ГНСС-вимірами в статичному режимі

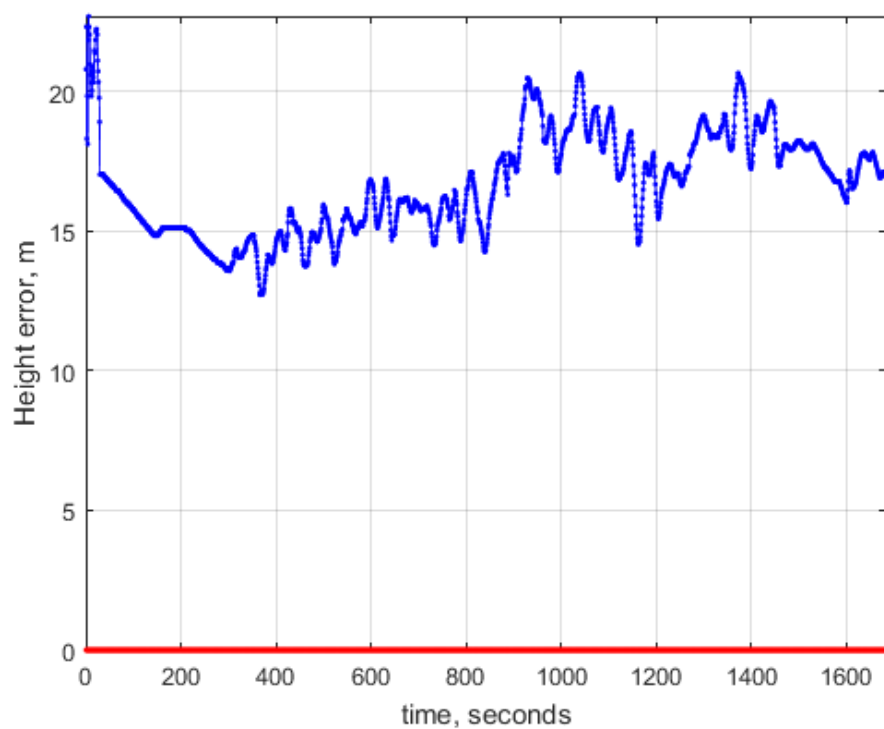


Рисунок 2.21 – Висотна складова відхилення від еталону координат, визначених за ГНСС-вимірами в статичному режимі

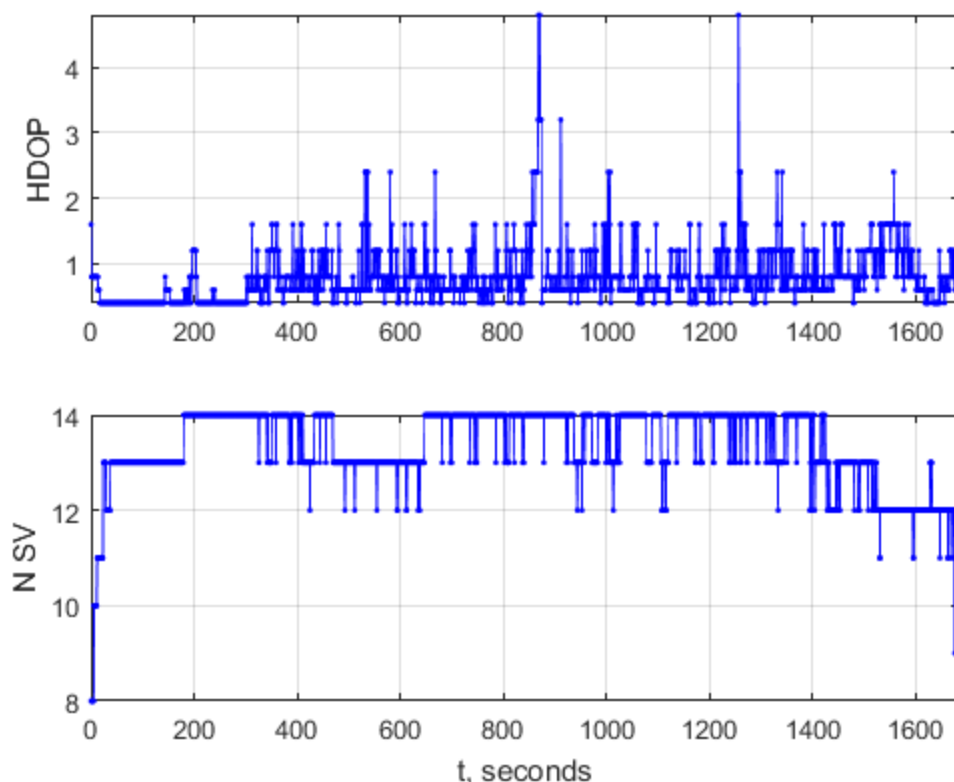


Рисунок 2.22 – Горизонтальна складова геометричного фактора (вгорі), та кількість спостережуваних навігаційних супутників (внизу) протягом сеансу накопичення даних у статичному режимі

Дані, наведені в таблиці 2.7 та проілюстровані рисунками 2.20 – 2.22 свідчать про наступне. Протягом сеансу накопичення даних у статиці спостерігалася велика кількість (від 11 до 14) навігаційних супутників, завдяки чому значення геометричного фактора *HDOP* здебільшого (за виключенням лише кількох епох вимірів) не перевищувала 1,7. Незважаючи на це, максимальні похибки визначення координат досягають 15 метрів в горизонтальній площині та 20 метрів по висоті. Це пояснюється тим, що дані координати були визначені в автономному режимі по кодовим ГНСС-вимірам низьковартісним ГНСС-приймачем, який входить до складу експериментальної інтегрованої навігаційної системи. В ГНСС-приймачах цього класу алгоритми обробки вимірювальної інформації дуже спрощені, а для корекції похибок ГНСС-вимірів не залучається ніяка додаткова інформація, наслідком чого і є така низька точність позиціонування.

На рисунку 2.23 наведені значення горизонтальної складової геометричного фактора $HDOP$ та кількість спостережуваних ГНСС-приймачем навігаційних супутників протягом сеансу накопичення даних в кінематичному режимі.

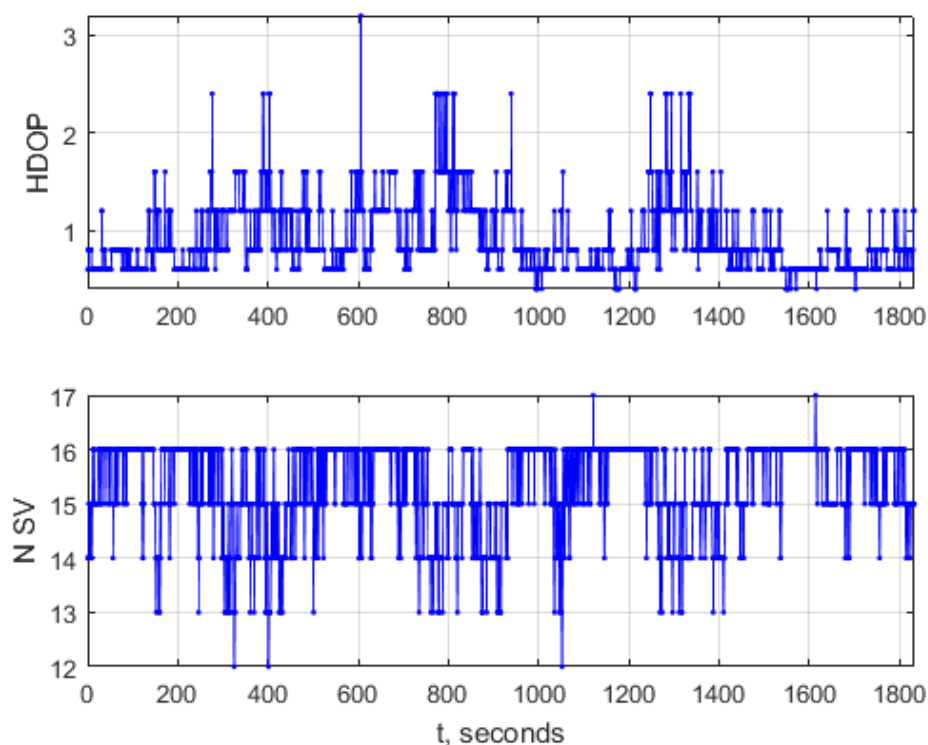


Рисунок 2.23 – Горизонтальна складова геометричного фактора (вгорі), та кількість спостережуваних навігаційних супутників (внизу) протягом сеансу накопичення даних в кінематичному режимі

В результаті порівняння рисунків 2.22 і 2.23 стає зрозуміло наступне. Незважаючи на те, що протягом кінематичного етапу експерименту автомобіль, обладнаний експериментальною інтегрованою навігаційною системою, рухався вулицями міста, середня кількість спостережуваних приймачем сигналів ГНСС навігаційних супутників була навіть дещо вищою, ніж в ході статичного етапу експерименту. Причиною цього є особливість приймача сигналів ГНСС, що входить до складу експериментальної інтегрованої навігаційної системи – його здатність одночасно спостерігати навігаційні супутники двох ГНСС (GPS і ГЛОНАСС), і сумісно використовувати інформацію усіх цих супутників при вирішенні навігаційної задачі.

Така висока кількість одночасно спостережуваних протягом кінематичного етапу експерименту навігаційних супутників і, відповідно, невеликі значення

геометричного фактора (приблизно такі ж, як і в ході статичного етапу експерименту) дозволяють стверджувати, що координати, визначені в ході кінематичного етапу експерименту, мають приблизно таку ж точність, як оцінки координат, отримані у статичному режимі.

2.11 Проведення сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальної навігаційної системи

В даному підрозділі представлені результати сумісної обробки ГНСС-вимірів та даних інерціальної навігаційної системи.

В таблицях 2.8 і 2.9 наведені статистичні характеристики відхилень координат, визначених в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС, від координат, визначених виключно за ГНСС-вимірами. Таблиця 2.8 відповідає статичному, а таблиця 2.9 – кінематичному етапу експерименту. У перших рядках таблиць представлені середні по сеансу вимірів значення відхилень координат, у других – їх середньоквадратичні похибки. Всі характеристики наведені у метрах.

Нульові (або практично нульові) середні значення відхилень координат свідчать про те, що в результаті застосування розробленого алгоритму сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС систематичні похибки вимірів ІНС були практично повністю усунуті. Однак, це не означає відсутності систематичних похибок у визначених координатах, тому що початкові значення для інтегрування даних ІНС отримуються як середнє від різниці між координатами, визначеними за ГНСС-вимірами, та їх оцінками, отриманими шляхом інтегрування даних ГНСС та ІНС. Відповідно, вони містять систематичну похибку, притаманну навігаційному рішенню, отриманому по даним ГНСС.

Таблиця 2.8

	dX	dY	dZ
M, m	-0.01	0.00	0.00
RMS, m	2.72	1.78	2.71

Таблиця 2.9

	dX	dY	dZ
M, m	0.00	-0.01	0.01
RMS, m	3.09	2.14	2.69

Рисунки 2.24 – 2.26 ілюструють інформацію, наведену в таблицях 2.8 і 2.9.

Рисунки 2.24 та 2.25 представляють результати обробки даних, накопичених протягом статичного етапу експерименту.

На рисунку 2.24 синім кольором показані відхилення поточних значень координат, визначених на основі ГНСС-вимірів, від їх початкових значень, червоним кольором – відхилення поточних значень координат, визначених в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС, від значень, визначених на основі тільки ГНСС-вимірів.

На рисунку 2.25 представлені відхилення координат, визначених за ГНСС-вимірами, від координат, визначених в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС.

На рисунку 2.26 представлені результати обробки даних, накопичених протягом кінематичного етапу експерименту – відхилення координат, визначених за ГНСС-вимірами, від координат, обчислених в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС.

На всіх цих рисунках горизонтальна вісь представляє собою час в секундах від початку сеансу вимірювань, значення на вертикальній осі наведені в метрах.

В результаті аналізу даних, наведених в таблицях 2.8 і 2.9, а також на рисунках 2.25 і 2.26, можна зробити наступний висновок.

Координати, отримані в результаті сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС, зареєстрованої в процесі руху інтегрованої навігаційної системи, відхиляються від координат, визначених за ГНСС-вимірами, приблизно на таку ж величину, як і при обробці даних, зареєстрованих у статиці.

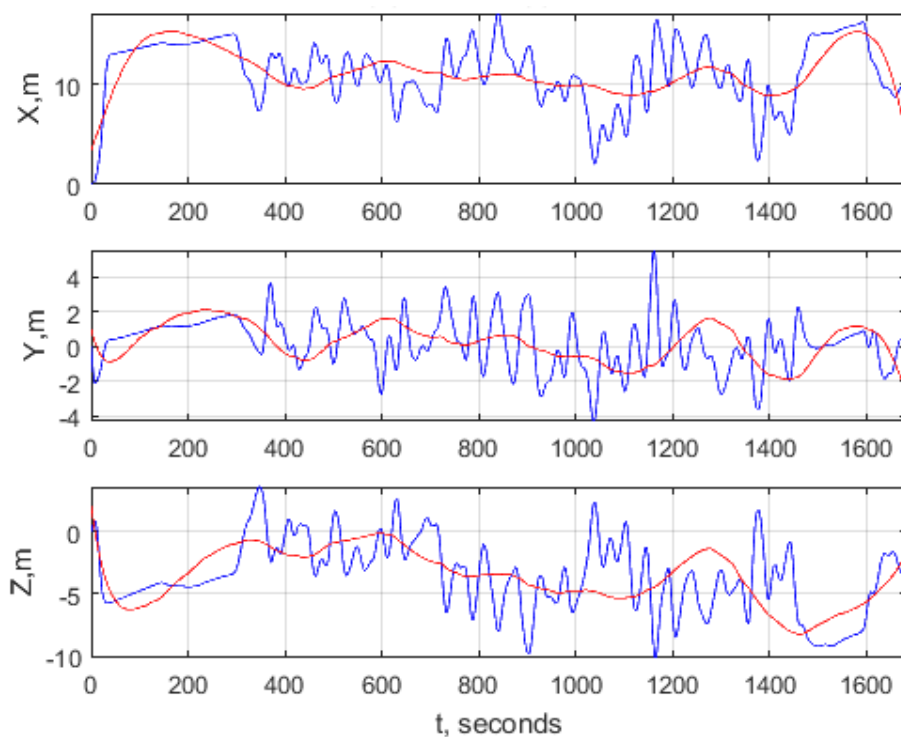


Рисунок 2.24 – Динаміка зміни координат, визначених в статичному режимі за ГНСС-вимірами (синя лінія) та в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС (червона лінія)

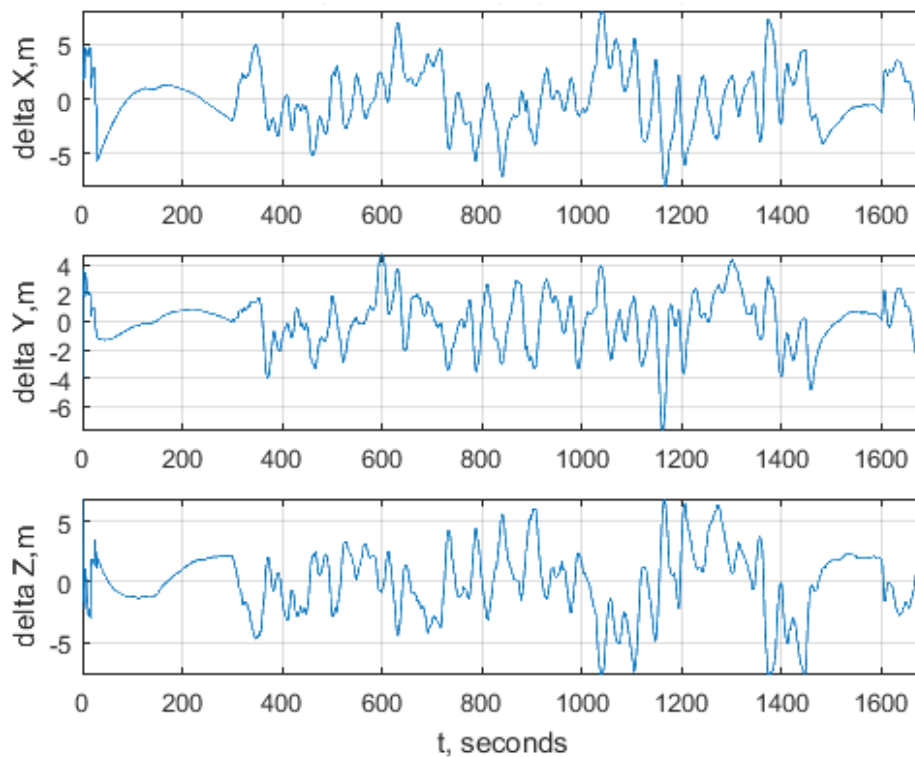


Рисунок 2.25 – Відхилення координат, визначених за ГНСС-вимірами, від координат, визначених в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС (статичний режим)

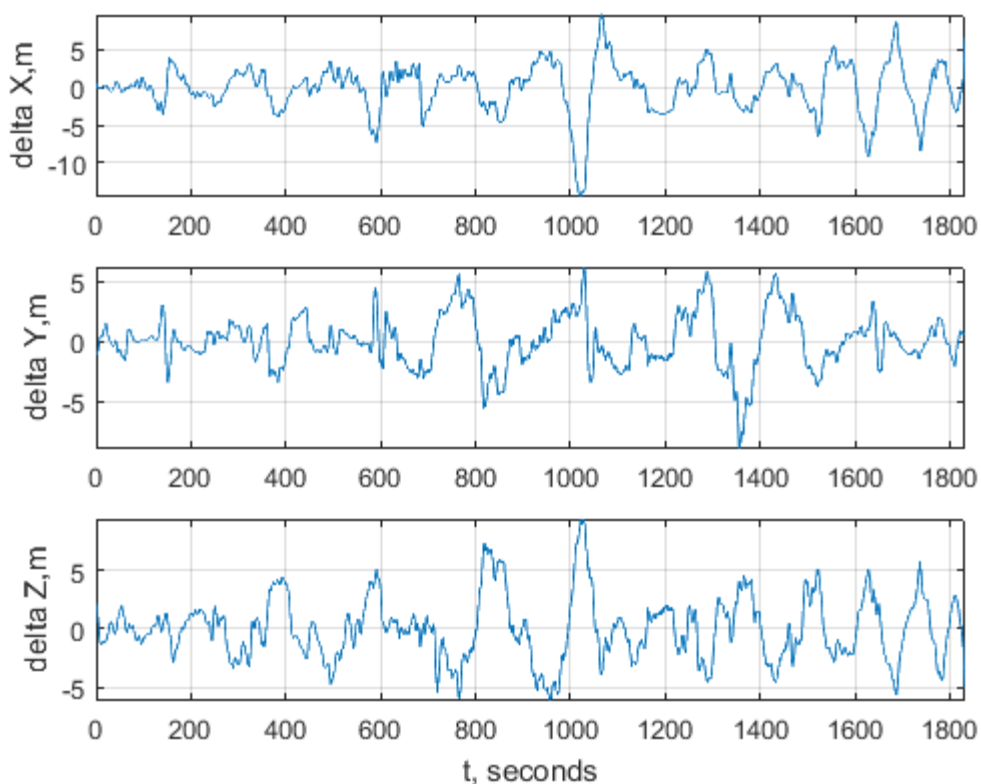


Рисунок 2.26 – Відхилення координат, визначених за ГНСС-вимірами, від координат, визначених в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС (кінематичний режим)

Раніше (дивись п. 2.10) було відзначено, що в рамках проведеного експерименту координати, визначені за ГНСС-вимірами в статичному і в кінематичному режимах, мають приблизно однакову точність.

Таким чином, можна стверджувати, що застосування розробленого алгоритму сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС дозволяє при обробці даних, зареєстрованих в процесі руху інтегрованої навігаційної системи (навіть в разі руху за досить складною траєкторією), досягти такої ж точності позиціонування, як і при обробці даних, накопичених у статиці.

Для того, щоб оцінити ефективність розроблених алгоритмів сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС в разі тимчасової відсутності даних ГНСС, в даних ГНСС, накопичених в кінематичному режимі, був штучно зроблений пропуск тривалістю близько 3 хвилин: всі дані ГНСС, що стосуються проміжку часу з 1100 до 1300 секунди сеансу вимірів, були вилучені.

На рисунку 2.27 наведена різниця координат, визначених в результаті сумісної обробки даних ІНС та ГНСС в разі безперервної інформації ГНСС та при наявності пропуску в цій інформації (горизонтальна вісь – час в секундах від початку сеансу, вертикальна – метри).

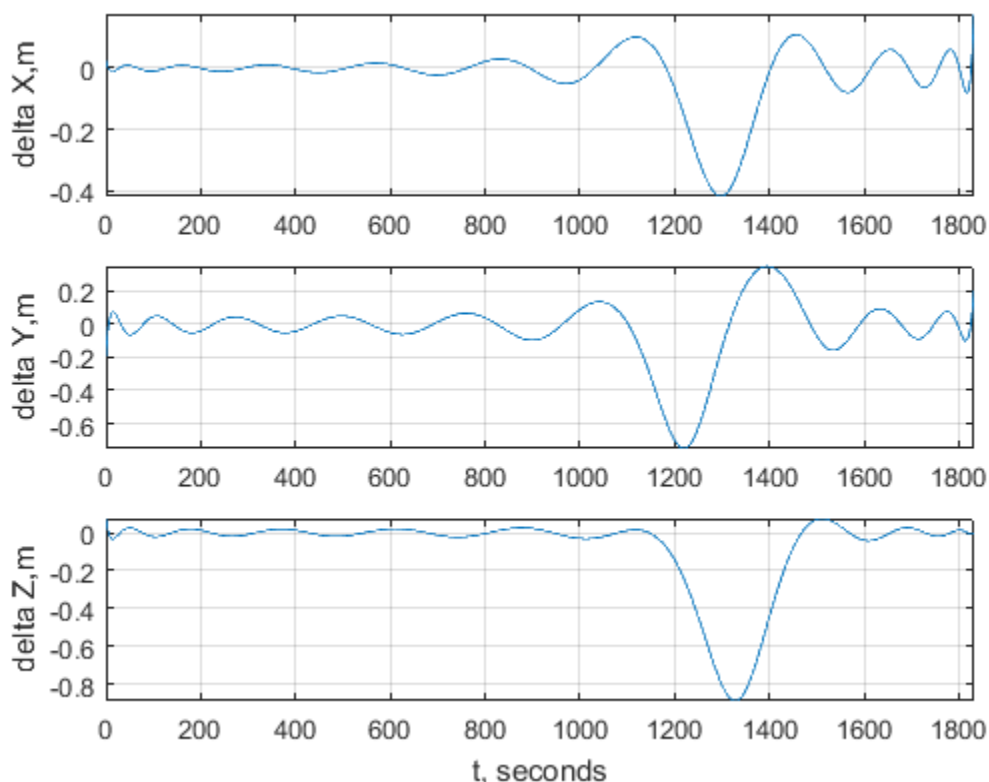


Рисунок 2.27 – Відхилення координат, визначених в результаті сумісної обробки даних ГНСС та ІНС, від таких же координат, обчислених при наявності пропуску в даних ГНСС

Цей рисунок свідчить, що погіршення точності визначення координат в разі тимчасової відсутності даних ГНСС мале порівняно з похибками визначення координат за ГНСС-вимірами в автономному режимі (дивись п. 2.10). Отже, застосування розроблених алгоритмів для відновлення координат протягом кількоххвилинної неможливості здійснювати ГНСС-навігацію цілком виправдане.

2.12 Аналіз ефективності технології визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальної навігаційної системи для підвищення точності і надійності визначення просторового положення транспортних засобів

Аналіз результатів експериментального дослідження ефективності розробленої технології визначення просторового положення наземних рухомих об'єктів на основі сумісної обробки вимірів сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальної навігаційної системи показав наступне.

Розроблена технологія сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС дозволяє оцінювати координати об'єктів з точністю, не гіршою за точність визначення місцеположення за допомогою кодових ГНСС-вимірів у автономному режимі навігації, а також оцінювати параметри руху (координати і швидкість) наземних транспортних засобів у моменти, коли ГНСС-позиціонування неможливе. За її допомогою можуть бути обчислені значення параметрів руху, що відповідають інтервалам часу тривалістю до кількох хвилин, протягом яких координати, визначені за сигналами ГНСС, відсутні. При цьому точність отриманих оцінок координат не поступається точності позиціонування за кодовими вимірами сигналів ГНСС, що експериментально підтверджено для інтервалу відсутності даних ГНСС тривалістю 3 хвилини.

Таким чином, розроблена технологія сумісної обробки інформації ГНСС та ІНС дає можливість забезпечити безперервне визначення параметрів руху в умовах, складних для ГНСС-навігації – зокрема, тоді, коли автомобіль рухається вулицями міста, де навколо нього розташовані високі будинки та інші об'єкти, здатні затінити та/або відбивати сигнали ГНСС.

Практична цінність отриманих результатів полягає в можливості застосування розробленої технології визначення просторового положення рухомих об'єктів в рамках побудови системи моніторингу параметрів руху транспортних засобів, удосконалення автоматизованих систем керування дорожнім рухом, контролю

дотримання водіями правил дорожнього руху, аналізу обставин дорожньо-транспортних пригод тощо.

Зокрема, розроблена технологія дозволяє аналізувати рух транспортних засобів при виникненні ДТП в умовах відсутності видимих навігаційних супутників, при перекиданні автомобіля, при обриві антени і т.д. Зібрана в складних для прийому сигналів ГНСС умовах інформація за рахунок своєї повноти (тобто відсутності пропусків) може бути використана для виявлення аварійно небезпечних ділянок доріг – ділянок, на яких часто виникають порушення правил дорожнього руху.

Теоретично, можливе використання інформації ІНС не лише для ефективного відновлення безперервності визначення параметрів руху, але і для підвищення їх точності. Однак, для цього необхідні подальші дослідження особливостей вимірювальної інформації інерціальних навігаційних систем, проведення ретельної калібровки датчиків, що входять до складу ІНС і розроблення алгоритмів, що точніше компенсують похибки даних ІНС.

Разом з цим, необхідно відзначити, що альтернативним способом забезпечення безперервності позиціонування в складних для ГНСС-навігації умовах є використання приймачів супутникових навігаційних сигналів, які реєструють виміри сигналів не однієї ГНСС, а одразу кількох (наприклад, GPS та ГЛОНАСС), і можуть забезпечити сумісну обробку всієї цієї вимірювальної інформації. Це також було підтверджене в результаті проведених експериментів.

Розділ 3

РОЗРОБЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ТЕРИТОРІАЛЬНО-
ЧАСТОТНО-АПАРАТНОГО ПЛАНУВАННЯ І ОПТИМІЗАЦІЇ
ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СТРУКТУРИ СКЛАДНИХ СИСТЕМ
РАДІОМОНІТОРИНГУ РАДІОЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ ЗАГАЛЬНОГО
ТА СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

3.1 Розроблення науково-методичного забезпечення моделювання і оцінювання можливостей систем радіочастотного моніторингу і радіоелектронної розвідки по територіально-частотно-часовому охопленню радіоконтролем виділеного радіочастотного ресурсу

3.1.1 Дослідження структурних, функціональних та інформаційних можливостей систем радіочастотного моніторингу загального і оборонного призначення

3.1.1.1 Завдання служб радіомоніторингу

Відповідно до положень Регламенту радіозв'язку на службу контролю використання спектра покладаються такі завдання [115]:

- 1) контроль радіовипромінювань на відповідність умовам присвоєння радіочастот;
- 2) нагляд за використанням смуг частот і вимірювання зайнятості частотних каналів;
- 3) вивчення випадків появи та впливу радіозавад;
- 4) розпізнавання та усунення несанкціонованих радіовипромінювань.

Основною метою проведення регулярного радіоконтролю випромінювань на національному рівні є запобігання появі радіозавад. Механізм реалізації цього завдання базується на регулярному контролі технічних параметрів радіовипромінювань та, для певних радіослужб, змісту радіопередач

(наприклад, контроль аматорського радіозв'язку може проводитися також із метою перевірки використання позивних сигналів та відсутності передавання сигналів мовлення).

Крім того, на службу контролю використання спектра часто покладається виконання завдань, які безпосередньо не впливають із положень регламенту радіозв'язку, зокрема:

- дослідження ЕМС;
- надання допомоги в окремих випадках (наприклад, під час проведення великих спортивних змагань);
- вимірювання зон радіопокриття;
- виконання технічних та наукових досліджень.

Насправді, таке окреслення кола завдань служби контролю використання спектра досить розпливчате і не конкретизує сферу її діяльності, а в деяких випадках окремі завдання взагалі не враховують національні особливості організації служби радіочастотного моніторингу або не відносяться до сфери її повноважень.

Конкретніше завдання служби радіомоніторингу визначені в Рекомендаціях ITU-R SM.1050 [116] та SM.1392 [117], за положеннями яких увесь комплекс завдань ділиться на три групи:

1. Перша група завдань спрямована на забезпечення перевірки виконання умов ліцензування та частотних присвоєнь.
2. Друга група завдань пов'язана з оцінюванням реального стану використання РЧР і підготовкою даних стосовно зайнятості спектра.
3. Третя група завдань пов'язана з підготовкою спеціальних звітів в інтересах МСЕ, участю в міжнародних моніторингових заходах тощо.

Зазначені групи завдань апріорі визначають рівні їх вирішення, а також висувають **певні вимоги до структури СРЧМ і функцій її складників.**

Так, перша група визначає вимоги стосовно:

- топології СРЧМ, виходячи з умови забезпечення максимального охоплення РЕЗ, що експлуатуються;

- переліку функціональних можливостей як СРЧМ у цілому, так і окремих її складників у частині виявлення, вимірювання та перевірки параметрів радіовипромінювань, які визначаються умовами ліцензування та частото-присвоєнь;

- забезпечення взаємодії із системою планування використання РЧР (з обліковою базою даних частотних присвоєнь і ліцензіатів).

Друга група завдань установлює необхідність проведення довгострокових спостережень, спільного статистичного оброблення й аналізу їхніх результатів, тобто визначає вимоги щодо автоматизації процесів радіомоніторингу та потребує наявності центрів управління (так званих "центрів радіомоніторингу") для узагальнення цих результатів.

Третя група завдань визначає рівень технічної оснащеності складників СРЧМ, виходячи з умови забезпечення відповідності їхнього обладнання вимогам, що висуваються до міжнародних станцій радіоконтролю.

Згідно зі ст. 19 Закону України "Про радіочастотний ресурс України" [112] радіомоніторинг в Україні здійснюється з метою:

- захисту присвоєнь радіочастот - визначення наявного для використання РЧР України;

- визначення ефективності використання розподілених смуг частот;

- розроблення науково обґрунтованих рекомендацій для прийняття відповідних рішень щодо підвищення ефективності використання та задоволення потреб користувачів РЧР України.

Таким чином, радіомоніторинг, як спостереження за реальним станом використання РЧР, передбачає вирішення таких завдань:

- оцінювання реального стану електромагнітної обстановки;

- отримання даних для оцінки ефективності використання РЧР;

- участь у міжнародних програмах із радіомоніторингу;

- виявлення порушень у сфері використання РЧР і користування РЧР;

- вимірювання параметрів радіовипромінювання РЕЗ і ВП.

Реалізація перших трьох завдань забезпечує вирішення одного з основних завдань служби радіомоніторингу - моніторингу радіочастотного спектра.

Вимірювання параметрів радіовипромінювання РЕЗ згідно з переліком робіт, які виконуються радіочастотними органами (РЧО) загальних та спеціальних користувачів, відносяться до категорії робіт стосовно технічного радіоконтролю параметрів випромінювання РЕЗ і ВП. Завдання щодо виявлення порушень у сфері використання РЧР і користування РЧР та забезпечення електромагнітної сумісності РЕЗ і ВП вирішуються як у процесі проведення моніторингу спектра, так і під час проведення технічного радіоконтролю. Таким чином, основними складниками радіочастотного моніторингу можна визначити:

- безпосередній моніторинг радіочастотного спектра;
- технічний радіоконтроль параметрів радіовипромінювань РЕЗ і ВП. В цілому завдання стосовно отримання необхідної користувачам інформації вирішується шляхом:
 - визначення реальної зайнятості спектру (частот, частотних каналів, смуг і діапазонів частот);
 - виявлення джерел радіовипромінювань (ДРВ);
 - вимірювання параметрів і визначення характеристик радіовипромінювань;
 - ідентифікації радіовипромінювань із зареєстрованими ДРВ;
 - визначення відповідності параметрів і характеристик радіовипромінювань параметрам і характеристикам ДРВ, які зареєстровані в базі даних (БД) обліку частотних присвоєнь (обліку РЕЗ);
 - виявлення незареєстрованих ДРВ;
 - визначення місцезнаходження ДРВ;
 - проведення вимірювань у рамках виконання робіт за програмами МСЕ, та Європейської конференції адміністрацій пошти та зв'язку (СЕРТ);
 - обліку, збереження та оброблення результатів радіомоніторингу.

Таким чином, радіомоніторинг є основним інструментом отримання об'єктивної інформації щодо реального стану електромагнітної обстановки та використання РЧР загальними і спеціальними користувачами.

За результатами радіомоніторингу робляться висновки стосовно відповідності реальної електромагнітної обстановки прогнозованим, а також щодо наявності порушень у сфері використання РЧР. Ці результати є підставою

для здійснення нагляду за виконанням установлених правил у цій сфері та прийняття відповідних заходів щодо усунення причин виявлених порушень.

З урахуванням цього в подальшому термін "радіомоніторинг" буде вживатися за таким сформульованим авторами визначенням:

Радіомоніторинг – це комплекс погоджених за задумом, ціллю, місцем та часом організаційних і технічних заходів щодо збирання, оброблення, аналізу, узагальнення і збереження даних про параметри сигналів та характеристики випромінювань РЕЗ і ВП з метою оцінки реального стану використання РЧР для підтримки прийняття управлінських рішень у сфері його регулювання.

3.1.1.2 Принципи побудови систем РЧМ

Система радіочастотного моніторингу (СРЧМ) може бути організована за різними структурними схемами, але в будь-якому випадку в її склад повинні входити органи управління самою системою і джерелами інформації про електромагнітну обстановку. Загальна організаційна структура СРЧМ визначена в [113, 114] і наведена на рис. 3.1.1.

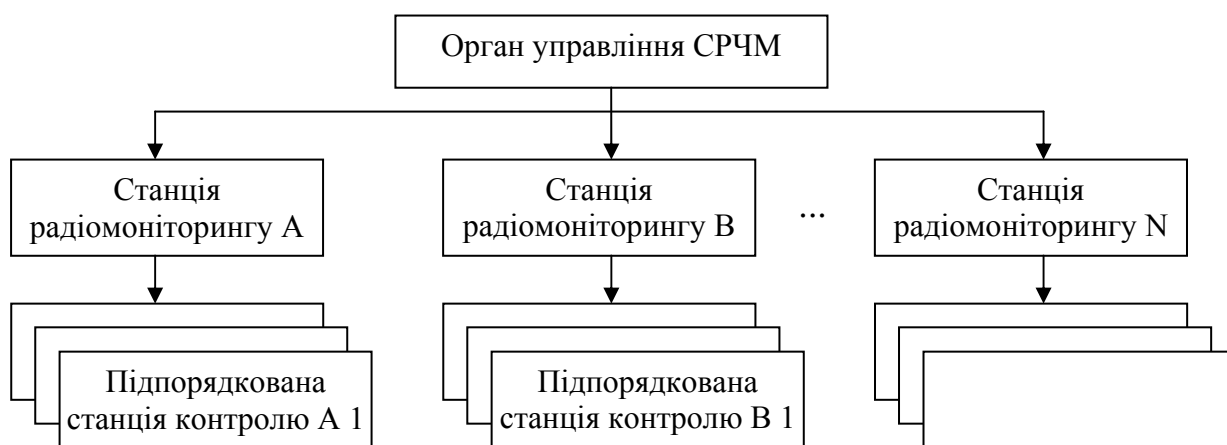


Рисунок 3.1.1 – Загальна організаційна структура системи радіомоніторингу

Інформаційну основу СРЧМ складають стаціонарні (фіксовані) станції радіомоніторингу (СРМ), які вирішують завдання радіомоніторингу в межах певного регіону (зони радіодоступності). Їм можуть бути підпорядковані

додаткові СРМ, зокрема: стаціонарні станції, які управляються дистанційно, а також рухомі (мобільні) станції радіомоніторингу.

Управління роботою всієї СРЧМ на вищому рівні здійснює спеціалізована організація, яка визначає завдання системи радіомоніторингу і забезпечує ресурси СРЧМ.

Згідно з пропозиціями Рекомендації ІТСІ-К 5М.1537 [118] СРЧМ повинна бути інтегрована в єдину автоматизовану (комп'ютеризовану) систему управління використанням спектру. Для забезпечення вирішення завдань радіомоніторингу на значних територіях (в межах великих за розмірами країн) структура СРЧМ повинна бути побудована за багаторівневим ієрархічним принципом. При цьому він припускає наявність у своєму складі:

- Центрального (головного) пункту управління;
- Регіональних підсистем радіомоніторингу (РПРМ)
- Технічної служби радіомоніторингу.

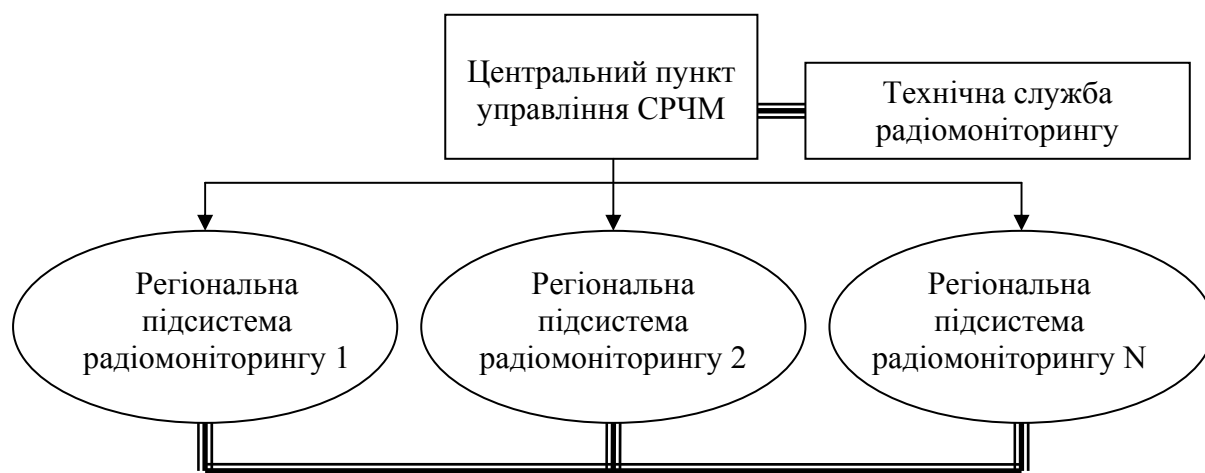


Рисунок 3.1.2 – Загальна структура СРЧМ

Центральний пункт управління забезпечує управління роботою РПРМ і контроль за їх діяльністю, а також узагальнення результатів радіомоніторингу всіх РПРМ. Проведення радіомоніторингу є виключно прерогативою РПРМ. Завдання технічної служби радіомоніторингу - підтримка і забезпечення вирішення нестандартних завдань радіомоніторингу.

Топологія СРЧМ (кількість і географічна конфігурація розташування РПРМ) визначається для кожної країни. Вона залежить від багатьох чинників, зокрема, від:

- завдань, покладених на СРЧМ;
- фінансових можливостей кожної країни;
- адміністративного устрою країни;
- географічних особливостей ландшафту території;
- структури щільності розподілу РЕЗ по її території.

Для забезпечення ефективного вирішення завдань радіомоніторингу окремі РПРМ об'єднуються в єдину автоматизовану систему радіомоніторингу (АСРМ). Пропозиції по загальній структурі АСРМ визначені в [119, 120].

До складу АСРМ входять наступні елементи:

- пункт (центр) управління (ПУ) АСРМ;
- фіксовані (стаціонарні) станції радіомоніторингу;
- мобільні (рухомі) станції радіомоніторингу;
- віддалені станції радіомоніторингу.

Крім стаціонарного ПУ в складі РПРМ можуть використовуватися і мобільні ПУ. На них покладаються завдання з управління роботою РПРМ і контроль за їх діяльністю, забезпечення спільної статистичної обробки, узагальнення та аналізу результатів радіомоніторингу, а також взаємодії з системою (БД) обліку частотних присвоєнь.

За діапазонами частот і функціональним призначенням СРМ діляться на 6 типів [113, 114]:

- базова СРМ – радіопеленгаторна станція, яка працює в діапазоні частот від 20 МГц до 1350 МГц (до 3 ГГц);
- стандартна СРМ – станція, що працює в діапазоні частот від 20 МГц до 1350 МГц (до 3 ГГц) і до складу якої входить один радіопеленгатор і один вимірювальний РПП;
- багатоканальна СРМ – станція, що працює в діапазоні частот від 20 МГц до 1350 МГц (до 3 ГГц) і оснащена одним радіопеленгатором і одним-чотирма вимірювальними РПП;

- рухома СРМ – радіопеленгаторна станція, яка працює в діапазоні частот від 20 МГц до 1 ГГц, знаходиться на транспортному засобі і функціональні можливості якої аналогічні базовій СРМ;

- портативна СРМ – радіопеленгаторна станція для діапазону частот від 20 МГц до 1 ГГц, обладнання якої знаходиться в спеціальному корпусі, а функціональні можливості аналогічні базовій СРМ;

- переносна СРМ – станція, що працює в діапазоні частот від 20 МГц до 1 ГГц і до складу якої входить один радіопеленгатор і один вимірювальний РПП (обладнання аналогічне стандартній СРМ і розміщено в переносному корпусі, а АС розташована на щоглі висотою до 30 м).

За допомогою додаткового обладнання частотний діапазон базової, стандартної і багатоканальної СРМ може бути розширений до 9 кГц.

Всі типи СРМ повинні бути повністю автоматизовані і мати можливість роботи в двох режимах:

- робота віддаленого СРМ в місцевому режимі під управлінням оператора;

- робота віддаленого СРМ в режимі дистанційного керування ("пакетний" режим), при якому СРМ виконує планові завдання радіомоніторингу автоматизовано.

З точки зору мобільності СРМ діляться на стаціонарні (фіксовані), мобільні (рухомі) і портативні (переносні).

Стаціонарні станції (комплекси) радіомоніторингу призначені для забезпечення постійного цілодобового моніторингу та технічного радіоконтролю параметрів радіовипромінювання в межах міст з високою щільністю розташування РЕЗ та окремих населених пунктів, що мають важливе призначення (залізничних вузлів, портових міст, міст, поруч з якими розташовані електростанції і т. д.).

Мобільні (рухомі) комплекси (станції) радіомоніторингу (МКРМ) призначені для вирішення завдань радіомоніторингу поза зонами радіо доступності стаціонарних СРМ, а також в тих місцях, де проведення радіомоніторингу стаціонарними засобами неможливо. У деяких випадках

МКРМ можуть додатково оснащуватися портативним обладнанням для проведення спеціальних вимірювань в місцях, де його проведення іншими засобами неможливо (в приміщеннях, на дахах будівель і т.п.).

На відміну від стаціонарних і мобільних засобів за своїми функціональними можливостями портативне обладнання в більшості випадків здатне забезпечувати технічний радіоконтроль в більш високих діапазонах частот.

Ефективність роботи всієї СРЧМ значній мірі визначається рівнем автоматизації процесів радіомоніторингу. Застосування режимів дистанційного керування обладнанням радіомоніторингу в поєднанні з автоматизацією процесу вимірювання дозволяє продуктивно використовувати ресурси СРЧМ і виконувати більш складні функції. Крім зменшення часу на виконання операцій радіомоніторингу, автоматизація сприяє не тільки скороченню чисельності персоналу, необхідного для експлуатації станцій, а й залученню кваліфікованого персоналу для вирішення пріоритетних завдань, зокрема, для роботи на МКРМ і проведення аналізу результатів радіомоніторингу.

За оціночними розрахунковими даними, максимальний радіус зон радіодоступності багатофункціональних стаціонарних СРМ, розташованих на домінуючих будівлях на висоті близько 30 м, в режимі виявлення радіовипромінювання передавачів з вихідною потужністю 10 Вт в діапазоні частот від 100 МГц до 1 ГГц становить приблизно (20 - 25) км.

В умовах щільної міської забудови максимальна відстань, на якому СРМ забезпечує вимірювання параметрів радіовипромінювання і пеленгування джерел радіовипромінювання (ДРВ) в зазначеному діапазоні частот становить приблизно (10 – 15) км а для створення суцільної зони визначення місцезнаходження ДРВ (з вихідною потужністю передавачів 10 Вт) орієнтовну відстань між сусідніми стаціонарними РКП діапазону СВЧ має бути не більше (8 - 10) км.

При цьому вимоги до топології РПРМ в межах міста обумовлені необхідністю забезпечення якісного визначення місцезнаходження ДРВ за результатами його пеленгування. Для виключення виникнення затінених зон, в

яких можуть знаходитися ДРВ, за умови розгортання двох пеленгаторних постів, вони повинні розташовуватися ближче до околиці міста не протилежно один одному, а під кутом близько 90° відносно центральної частини міста. У разі розгортання трьох постів вони повинні розташовуватися по трикутній конфігурації. Топологія розташування пеленгаторних постів в межах великих міст залежить від багатьох чинників і вимагає ретельного планування.

Радіопеленгаторне обладнання, яке зараз використовується для оснащення стаціонарних СРМ, забезпечує пеленгування в діапазонах частот СЧ/ВЧ (від 300 кГц до 30 МГц) або в діапазонах ДВЧ/УВЧ (від 30 МГц до 3 ГГц). На СРМ радіопеленгаторне обладнання може об'єднуватися з засобами вимірювальної техніки або складатися з окремих блоків.

На автоматизовані СРМ покладається виконання одноманітних типових задач, які повторюються.

3.1.1.3 Дослідження структурних, функціональних та інформаційних можливостей системи радіочастотного моніторингу Збройних сил України

У спеціальних користувачів функції радіочастотного моніторингу використання РЧР покладені на центральний радіочастотний орган ГШ ЗСУ, радіочастотні органи відповідних міністерств і відомств та вузли комплексного технічного контролю (ВКТК). Структурна побудова СРЧМ спеціальних користувачів аналогічна наведеній вище структурі СРЧМ загальних користувачів. В той же час функції радіочастотного моніторингу РЕОО покладені на частини і підрозділи радіоелектронної розвідки (РЕР). Розглянемо коротко побудову системи РЕР ЗСУ за відкритими джерелами інформації [121].

Для вирішення завдань РЕР в ЗСУ створений орган управління силами і засобами РЕР, а на базі радіотехнічних бригад особливого призначення і окремих підрозділів створені регіональні центри радіоелектронної розвідки (РЦ РЕР) і інші частини.

Сьогодні в Збройних Силах України існує потужна система радіоелектронної розвідки, яка є важливою складовою військової розвідки України.

Радіоелектронна розвідка класифікується за кількома ознаками [122].

За цільовим призначенням і характером інформації, що добувається:

- Стратегічна радіоелектронна розвідка
- Тактична радіоелектронна розвідка

Остання притаманна воєнній розвідці і є одним з видів бойового забезпечення військ інформацією шляхом безперервного спостереження за електромагнітним випромінюванням численних військових пристроїв та система противника різного призначення. Вона в змозі добувати важливі відомості для ведення бойових дій силами з'єднань, частин та підрозділів.

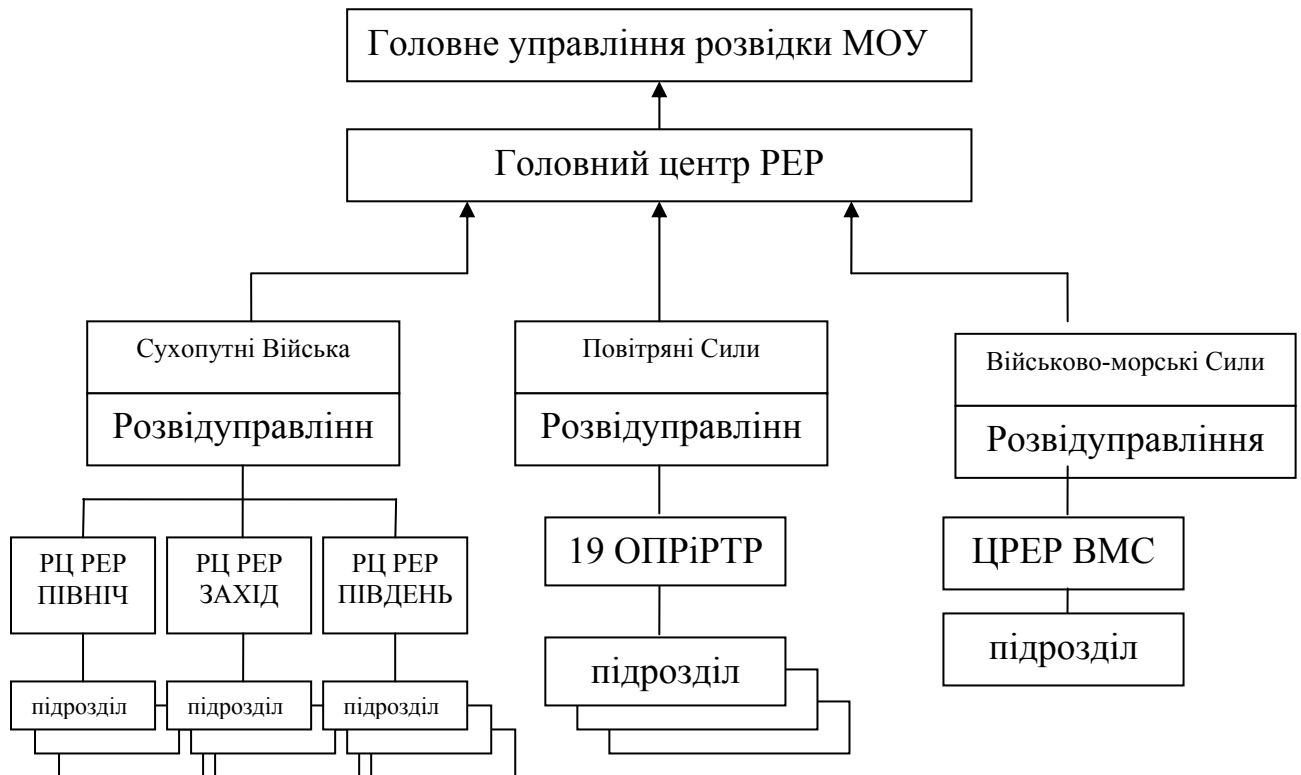
За використовуваними принципами та засобами розвідки РЕР підрозділяється на наступні види:

- **Радіорозвідка** (англ. *Communications Intelligence, COMMINT*) — один з найбільш поширених видів пасивної РЕР. Вона ведеться шляхом перехоплення сигналів радіозв'язку (телефонії, телеграфії та ін.). Основне завдання радіорозвідки — добування відомостей шляхом виявлення, перехоплення відкритих, кодованих передач радіостанцій, пеленгування джерел радіосигналів та визначення їх місцезнаходження, обробка та аналіз перехопленої інформації в цілях розкриття її змісту.

- **Радіотехнічна розвідка** (англ. *Electronic Intelligence, ELINT*) — пасивний вид РЕР, метою якого є виявлення сигналів РЛС, телеметричних та телекомандних систем, їх технічний аналіз і прив'язка (технічне розпізнавання об'єктів). В деяких спецслужбах телеметрична розвідка (англ. *Telemetry Intelligence, TELINT*) — перехоплення сигналів телеметрії під час випробувань техніки, виділяється в окремий підвид радіотехнічної розвідки.

За місцем базування (місцезнаходженням) засобів розвідки розрізняють **наземну, морську, повітряну та космічну** радіоелектронну розвідку. За своїм змістом інформація, здобута цими видами розвідки, ділиться на оперативну та технічну.

Система РЕР ЗСУ має видову структуру. До її складу входять: головний центр РЕР (орган управління), частини і підрозділи РЕР Сухопутних військ, Військово-Повітряних Сил і Військово-Морських Сил. [121]. Загальна структура РЕР Збройних сил України приведена на рис.3.1.3



РЦ – регіональний центр;
 ОПРІРТР – полк радіо і радіотехнічної розвідки;
 РЕР – радіоелектронна розвідка.

Рисунок 3.1.3 – Структура РЕР Збройних сил України

Загальна структура включає:

Головний центр РЕР (Київська область)

У підпорядкуванні СВ:

Регіональний центр РЕР «Північ» (м.Чернігів):

-Окремий центр РЕР (Харківська область);

-Окремий маневрений центр РЕР (Луганська область) (На даний час знаходиться на непідконтрольній Україні території).

Регіональний центр РЕР «Південь» (с. Красносілка):

- Окремий центр РЕР (Одеська область);
- Окремий центр РЕР (Одеська область);
- Маневренний центр РЕР (Одеська область);
- Окремий центр РЕР (АРК Крим) (Захоплений Росією);
- Окремий центр розвідки радіовипромінювань космічних об'єктів (Одеська область).

Регіональний центр РЕР "Захід" (м Броди):

- Окремий центр РЕР (Закарпатська область);
- Окремий центр РЕР (Вінницька область);
- Маневренний центр РЕР (Волинська область).

У підпорядкуванні ВВС:

19 окремих полк радіо- і радіотехнічної розвідки (м.Миколаїв);

- Окремий центр РіРТР (Одеська область);
- Окремий центр РіРТР (АРК Крим) (Захоплений Росією);
- Окремий центр РіРТР (Волинська область);
- підрозділ РіРТР (Миколаївська область).

У підпорядкуванні ВМС:

Центр РЕР ВМС (АРК Крим) (Захоплений Росією);

Великий розвідувальний корабель "Славутич" (Захоплений Росією).

Таким чином, у зв'язку з втратою Україною контролю над Кримом і частинами Луганської і Донецької областей, ЗСУ повністю втратили морську складову РЕР і значну її частину на сході та півдні країни.

Всі вище описані частини РЕР призначені для ведення стратегічної і оперативно-тактичної радіоелектронної розвідки. Крім них, оперативно-тактичну радіорозвідку, використовуючи наявні технічні засоби, можуть вести батальйон (полк) радіоелектронної боротьби (РЕБ) корпусного або видового підпорядкування, пости РРТР військових кораблів.

Модернізовані версії станції РТР "Кольчуга", хоч і не призначені для ведення радіоелектронної розвідки в повному обсязі (їх функція - радіотехнічна розвідка), однак входять до складу структури РЕР.

Серед сучасних зразків озброєння можна відзначити наступні:

- станція радіомоніторингу «Кольчуга»
- станція радіомоніторингу «Барвінок-Б» (і модифікації)
- станція радіомоніторингу «Укол - РК»
- стаціонарна система радіомоніторингу «Восток»
- мобільна станція радіомоніторингу «Скорпіон-М»
- мобільна станція радіомоніторингу «Беркут»
- переносна станція радіомоніторингу «Філін-А»
- переносна станція радіомоніторингу «Панорама»



Рисунок 3.1.4 – Схема управління РЕБ

Вище наведене озброєння частин РЕБ дозволяє контролювати наземні та надводні ДРВ на дальностях до 600 км та повітряні ДРВ до висот 10 км та відстанях до 800 км у діапазоні частот від 0,5 МГц до 18 ГГц.

Проведений аналіз завдань, структури, функцій і оснащення систем РЧМ і РЕБ показує, що у обох випадках (цивільному і військовому) системи мають трьохрівневу ієрархічну структуру і дуже близькі завдання та функції. РЕБ займається розвідкою роботи чужих РЕЗ, а РЧМ – контролем роботи своїх РЕЗ.

Виходячи з вищенаведеного і враховуючи відкритий характер звіту, у подальшому буде розглядатися в основному цивільна СРЧМ.

3.1.2 Призначення і склад розробленої інформаційної технології

При плануванні топології СРЧМ використовуються два основні підходи [123]:

- покриття максимальної території на основі використання регулярної структури мережі радіомоніторингу;
- забезпечення максимального охоплення радіоелектронних засобів (РЕЗ) найменшою кількістю стаціонарних ЗРМ.

У першому випадку завдання вирішується на основі критерію охоплення випромінювань РЕЗ по території простими геометричними методами на площині. Недоліком є висока вартість і недостатньо ефективне використання сил і засобів. У другому - на основі критерію ефективність/вартість спрощеним варіантом методу Монте-Карло, заснованого на використанні апріорної інформації про щільність розподілу РЕЗ.

Розроблена на основі другого підходу **інформаційна технологія (ІТ)** і призначена для підвищення ефективності планування систем і ведення радіомоніторингу використання національного радіочастотного ресурсу (РЧР) та викриття радіоелектронно-об'єктової обстановки в регіонах держави шляхом оптимізації охоплення різнотипними ЗРМ і мережами РППМ випромінювань РЕЗ по території, частотному діапазону і часу з оцінюванням їх електромагнітної сумісності. При цьому враховуються характеристики ЗРМ, характеристики контрольованих РЕЗ різних радіотехнологій, умови поширення радіохвиль відповідно до Рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ), профіль рельєфу і забудова місцевості.

ІТ включає **базу знань** (методи, моделі, методики, алгоритми), **базу даних** (ЗРМ, РЕЗ і електронної карти місцевості (ЕКМ)), **програмне забезпечення** та реалізована у вигляді **інформаційно-розрахункової системи (ІРС)**.

ІТ базується на методах теорії радіомоніторингу і ЕМС.

Моделі технології служать для:

- імітаційно-математичного моделювання топології розміщення і характеристик ЗРМ мереж РПРМ;
- імітаційно-математичного моделювання в регіонах країни угруповань РЕЗ певної радіотехнології та їх характеристик;
- математичного моделювання втрат і напруженості поля на трасі поширення радіохвиль (ПРХ) відповідно до Рекомендацій МСЕ (вільний простір, Р.1546, Р.526, Окумура-Хата) [124-127], з урахуванням рельєфу і забудови місцевості;
- математичного моделювання характеристик діаграм спрямованості антен взаємодіючих ЗРМ і РЕЗ [128];
- математичного моделювання частотної вибіркової і сприйнятливості радіоприймальних пристроїв ЗРМ, що базуються на експериментальних вимірах.

Методики і алгоритми технології визначають правила і порядок виконання наступних функцій:

- вибору моделей відповідно до Рекомендацій МСЕ для оцінювання в діапазоні частот від 30 МГц до 30 ГГц втрат на трасі ПРХ;
- визначення напрямку на довільне РЕЗ, дальності до РЕЗ та рівня еквівалентної ізотропно випромінюваної потужності передавача РЕЗ за його технічними характеристиками;
- оцінювання рівня втрат і напруженості поля на трасі ПРХ від будь-якого РЕЗ до певного ЗРМ згідно обраної моделі з урахуванням рельєфу і забудови місцевості, а також рівня сигналу РЕЗ на вході радіоприймального пристрою ЗРМ;
- оцінювання в фіксованому діапазоні частот для заданих умов зон електромагнітної доступності (ЕМД) діючих та досліджуваних ЗРМ і зон ЕМД угруповань ЗРМ, розташованих на певній території;
- оцінювання зон захисту ЗРМ від перешкод інтермодуляції і блокування випромінювань РЕЗ різних радіотехнологій;

- розрахунок і прийняття рішення по радіодоступності або недоступності конкретним ЗРМ випромінювань РЕЗ певної радіотехнології, створення цими РЕЗ перешкод інтермодуляції і/або блокування;

- ведення баз даних ЗРМ, РЕЗ і ЕКМ;

- візуалізацію результатів оцінювання, вихідних і довідкових даних на ЕКМ.

Програмне забезпечення реалізує автоматизовані процедури виконання зазначених функцій для заданих вхідних даних і зберігання результатів розрахунку в базі даних (БД). Програмне забезпечення технології складається з **системного** (ОС MS Windows 2008 R2, Windows 8, XP), **підтримуючого** (реляційна СУБД PostgreSQL 9.1 з геоінформаційним розширенням PostGIS 2.0) і **функціонального**. Функціональне програмне забезпечення ІРС розроблено за модульним принципом і технології об'єктно-орієнтованого програмування. Базовими мовами програмування є об'єктно-орієнтовані середовища програмування типу Visual C ++, Delphi. Архітектурно програмне забезпечення реалізується в локальному і клієнт-серверному виконанні. В подальшому буде розглядатися клієнт- серверна реалізація ІТ.

3.1.3 Результати розроблення бази знань інформаційної технології по територіально-частотно-часовому охопленню радіомоніторингом виділеного радіочастотного ресурсу

У розробленій технології базовим в забезпеченні виконання зазначеного вище функціоналу є вираз для визначення рівня корисного сигналу або перешкоди на вході радіоприймального пристрою (РПП) ЗРМ

$$P_{C(\Pi)} = P_T - \alpha_T + G_T(\beta_{TR}, \varepsilon_{TR}) - L_{TR}(d, f) - K_{\Pi} + G_R(\beta_{RT}, \varepsilon_{RT}, f) - \alpha_R(f) - FDR_{TR}(\Delta f, f), \quad (3.1.1)$$

і критерії [127]

$$P_C \geq P_{R\min} \quad (3.1.2)$$

$$P_{\Pi} \leq P_{\Pi\text{доп}}, \quad (3.1.3)$$

де

P_T – потужність передавача РЕЗ;

α_T і $\alpha_R(f)$ – втрати в антенно-фідерних трактах відповідно РЕЗ та ЗРМ;

$G_T(\beta_{TR}, \varepsilon_{TR})$ – коефіцієнт посилення антени РЕЗ в напрямку на ЗРМ;

$L_{TR}(d, f)$ – втрати сигналу на трасі ПРХ;

K_{Π} – коефіцієнт неспівпадання поляризації антен РЕЗ та ЗРМ;

$G_R(\beta_{RT}, \varepsilon_{RT}, f)$ – коефіцієнт посилення антени ЗРМ в напрямку на РЕЗ;

$FDR_{TR}(\Delta f, f)$ – коефіцієнт, що враховує втрати за рахунок неспівпадання смуг і робочих частот випромінювання передавача РЕЗ і приймача ЗРМ;

d - протяжність траси ПРХ;

f - частота випромінювання РЕЗ;

$\beta_{TR}, \varepsilon_{TR}, \beta_{RT}, \varepsilon_{RT}$ - азимути і кути місця відповідно від РЕЗ до ЗРМ і від ЗРМ до РЕЗ;

$P_{R\min}$ и $P_{\Pi\text{доп}}$ - відповідно чутливість радіоприймальних пристроїв ЗРМ і допустима потужність перешкоди на його вході.

У відповідності з (3.1.1) потужність сигналу на вході РПП ЗРМ залежить від потужності радіопередавача (РПД), параметрів антенно-фідерного тракту РЕЗ, середовища поширення радіохвиль, параметрів антенно-фідерного тракту ЗРМ і частотних характеристик РПД і РПП. Вираз (3.1.1), на відміну від відомого для розрахунку ЕМС [129], враховує частотну залежність параметрів пристроїв широкодіапазонних ЗРМ, які зазвичай істотно змінюються в залежності від робочої частоти РЕЗ. У виразі враховані всі характеристики, від яких залежить електромагнітна досяжність (ЕМД) і електромагнітна сумісність (ЕМС) ЗРМ і які підлягають аналітичному опису і алгоритмізації. Критерій (3.1.2) визначає умови ЕМД ЗРМ випромінювань РЕЗ, а критерій (3.1.3) – ЕМС як ЗРМ з РЕЗ, так і сукупності РЕЗ.

3.1.3.1 Обґрунтування моделей і розробка алгоритмів розрахунку втрат та напруженості поля на трасі поширення радіохвиль від РЕЗ до ЗРМ

Залежно від вимог до точності і трудомісткості розрахунків до теперішнього часу запропоновано цілий ряд методик, що визначають втрати сигналу на трасі ПРХ [123-127]. Однак усі методики мають певні вади чи обмеження при практичному застосуванні. У зв'язку з цим, для розробленої технології актуальною була задача вибору і обґрунтування раціональних методик розрахунку втрат, напруженості поля і рівня сигналу на трасі ПРХ з урахуванням рельєфу і забудови місцевості і перевірка їх адекватності реальним умовам.

У процесі досліджень розглядалися і перевірялися наступні методики поширення радіохвиль:

- розрахунок ослаблення у вільному просторі [123];
- поширення радіохвиль за рахунок дифракції [124];
- метод прогнозування для трас зв'язку «пункту з зоною» для наземних служб в діапазоні частот від 30 МГц до 3000 МГц [125];
- процедура прогнозування для оцінки перешкод між станціями, що знаходяться на поверхні Землі, на частотах вище приблизно 0,1 ГГц [126];
- метод поширення радіохвиль Окумура-Хата [127].

Нижче розглянуті необхідні вхідні дані, ступінь деталізації (повнота обліку факторів, що впливають) і результати реалізації автоматизованого розрахунку загасання сигналу для кожної з цих методик.

Методика розрахунку втрат сигналу у вільному просторі [123].

Найпростіша методика, що дозволяє безпосередньо обчислити рівень втрат сигналу по співвідношенню:

$$L_{525} = 32,4 + 20 \log(f) + 20 \log(d) \text{ (дБ)}, \quad (3.1.4)$$

де

f - частота в МГц;

d - відстань між РЕЗ і ЗРМ (км).

Основний недолік - відсутність врахування рельєфу і забудови місцевості, а також інших додаткових факторів, що впливають.

Методика розрахунку втрат на трасі ПРХ за рахунок дифракції [124].

Модель, що дозволяє визначити рівень сигналу від РЕЗ в довільній точці на трасі ПРХ, виходячи з аналізу профілю цієї траси. Виділяється три типи місцевості, для кожного з яких передбачається своя особлива процедура розрахунку загасання сигналу.

1. Гладка поверхня. Критерій гладкості – максимальна нерівність не більше $0,1R$, де R - максимальний радіус першої зони Френеля на трасі.

2. Ізольовані перешкоди. Якщо умова з п.1 не виконується, і профіль місцевості на трасі ПРХ складається з однієї або декількох ізольованих перешкод. Подальша деталізація характеру перешкод передбачає виділення клиновидних (гостровершинних) і округлих (циліндричних) перешкод з відповідною процедурою розрахунку для кожної з них.

3) Горбиста місцевість. Профіль місцевості складається з декількох невеликих пагорбів, жоден з яких не утворює домінуючої перешкоди.

Найбільший інтерес представляє другий випадок для клиновидних перешкод. В цьому випадку визначаються втрати на кожній з перешкод на трасі ПРХ за формулою:

$$J(\nu)_{526} = 6,9 + 20 \log(\sqrt{(\nu - 0,1)^2 + 1} + \nu - 0,1), \text{ дБ}, \quad (3.1.5)$$

де ν – безрозмірний дифракційний параметр, що визначається як

$$\nu = 0,0316h \left[\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2} \right]^{1/2},$$

де h - висота перешкоди над рівнем Землі (м)

d_1 - відстань від передавача до перешкоди (км);

d_2 - відстань від перешкоди до приймача (км);

λ – довжина хвилі сигналу (м).

Основні недоліки цієї моделі: досить висока трудомісткість і необхідність мати цифрову карту місцевості відповідної деталізації.

Метод прогнозування для трас зв'язку "пункту з зоною" для наземних служб в діапазоні частот від 30 МГц до 3000 МГц [125].

Найбільш досконала методика, що дозволяє врахувати більшість факторів, що впливають на загасання сигналу на трасі РРХ, в тому числі з урахуванням рельєфу і забудови місцевості. Вона призначена для оцінювання радіопокриття ліній радіозв'язку в умовах тропосфери над сухопутними, морськими і/або змішаними трасами, що складаються з сухопутних і морських ділянок, на відстані від 1 до 1000 км для ефективних висот передавальних антен менше 3000 м.

У загальному вигляді загасання/напруженість поля за цією методикою визначається на основі інтерполяції/екстраполяції за отриманими емпіричним шляхом кривим напруженості поля, як функції від відстані, висоти передавальної антени, частоти, відсотки часу і характеру траси РРХ

$$L_{1546} = f(d_{TR}, h_T, f_T, t_{\%}, X_{TR}), \quad (3.1.6)$$

де d_{TR} – відстань між передавальною та приймальною антенами, (км)

h_T - висота передавальної/базової антени РЕЗ, (м);

f_T – частота випромінювання передавача РЕЗ, (МГц);

$t_{\%}$ - відсоток часу перевищення напруженості поля в точці прийому, (1-50%);

X_{TR} - характер траси РРХ між передавальною та приймальною антенами, (суходіл/море/змішана).

Процедура оцінювання загасання/напруженості поля включає також врахування факторів, що визначаються характером місцевості на трасі РРХ і тропосферою:

- поправку до висоти приймальної/рухомої антени ЗРМ;
- поправку на тип забудови місцевості (місто/передмістя);
- поправку на кут просвіту місцевості (дифракційна складова);
- поправку на тропосферне розсіювання.

Основний фактор обмеження: граничні частоти сигналу ($f = 30\text{-}3000$ МГц). Крім того, модель не визначає однозначну процедуру розрахунку, коли

висота приймальної антени ЗРМ більше висоти передавальної антени РЕЗ, а оборотність для даної методики обмежена. Обмеженнями цього підходу так само є складність алгоритму і висока трудомісткість розрахунків.

Процедура прогнозування для оцінки перешкод між станціями, що знаходяться на поверхні Землі, на частотах вище приблизно 0,1 ГГц. [126].

В якості базової в цій процедурі застосовується модель ПРХ в умовах ясного неба. Для неї, в залежності від вимог до перешкодної обстановки, вибирається одна з трьох окремих моделей (медіанне значення, максимальне і мінімальне проходження). При розрахунку враховуються п'ять основних типів механізмів ПРХ, результати яких потім об'єднуються в остаточний результат:

– пряма видимість, включаючи посилення рівня сигналу за рахунок багатопрореневості і фокусуючих ефектів шаруватої структури атмосфери (процедура розрахунку аналогічна [123]);

– дифракція над гладкою поверхнею Землі, над нерівною поверхнею і на субтрасах (процедура розрахунку аналогічна [124]);

– тропосферне розсіювання (процедура розрахунку аналогічна розрахунку поправки в [125]);

– аномальне поширення (хвильоводи і відображення від атмосферних шарів/рефракція);

– поправка, що враховує відбиття від місцевих предметів і визначається їх типом і характерними висотами.

Основні недоліки розглянутої методики: порівняно велика трудомісткість і завищення рівня сигналу, так як методика призначена для оцінки рівня перешкод і орієнтована на недопущення їх перевищення.

Метод Окумура-Хата. [126,127]. Визначає емпіричну залежність напруженості поля E в точках траси ПРХ протяжністю 1-20 км, на частотах 150-2000 МГц, для ізотропно випромінюваної потужності в 1 кВт:

$$E = 69,82 - 6,16 \log(f) + 13,82 \log(h_1) + a(h_2) - [(44,9 - 6,55 \log(h_1)) \cdot \log d] \quad (3.1.7)$$

$$a(h_2) = [1,1 \cdot \log(f) - 0,7] \cdot h_2 - 1,56 \log(f) + 0,8$$

де f – частота (МГц);

h_1 - висота антени РЕЗ над рівнем місцевості (від 30 до 200 м);

h_2 - висота антени СРК над рівнем місцевості (1-10 м);

d – відстань від РЕЗ до СРК.

Основна перевага методики - простота, відсутність необхідності в цифровій карті місцевості та багаторічне практичне підтвердження її адекватності. Рельєф впливає на результат статистично, а характер забудови враховується шляхом коригування базової формули (розглядається 5 типів - від сільської місцевості до щільної міської забудови).

Шляхом аналізу обґрунтовано, що існують певні умови і завдання, для яких доцільно використовувати різні методики оцінювання втрат сигналу на трасі ПРХ. Тому для їх моделювання були розроблені інтерфейс і програмне забезпечення розрахунку втрат, напруженості поля і рівня сигналу на трасах РРХ по всім наведеним методикам. Виконавчий модуль даної програми буде розглянуто в розділі 3.2.

Для досягнення адекватності розроблених моделей реальним умовам покроково відпрацьовувалися їх параметри для різних умов і проводилася експериментальна перевірка апаратурою ЗРМ з протоколюванням результатів вимірювань за трьома радіотехнологіями: аналоговому звуковому FM-мовленню (88-108) МГц аналоговому телебаченню (470-862) МГц і широкосмуговому радіодоступу (2400-2483) МГц. Результати моделювання напруженості поля на вході антени ЗРМ і рівня потужності сигналу на вході РПП ЗРМ за вказаними моделями для телевізійного каналу на частоті 818 МГц і реальній трасі ПРХ наведені на рис. 3.1.5.

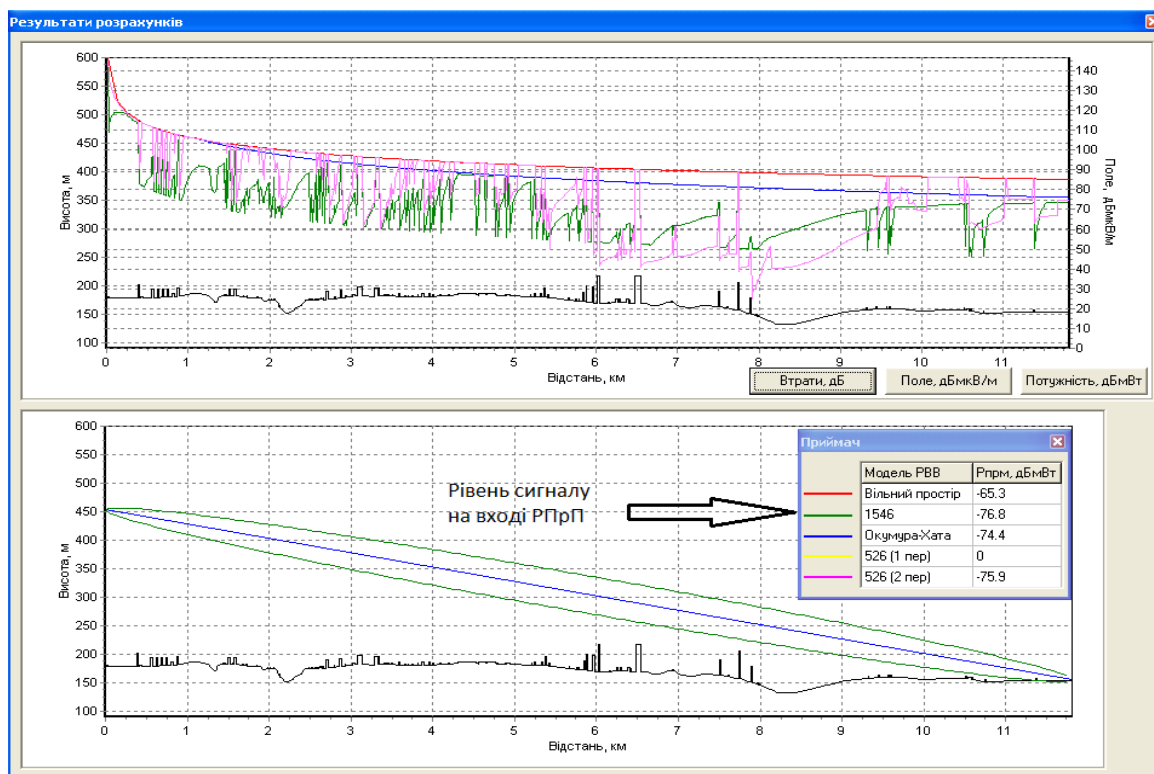


Рисунок 3.1.5 – Порівняння результатів розрахунків рівня сигналу на вході засобу радіомоніторингу

Порівняння результатів моделювання показує високу ступінь збігу розрахункових даних в точці прийому, отриманих за різними методиками. Так, розрахунок втрат на трасі поширення сигналу від телевізійного центру з урахуванням рельєфу місцевості і забудови показав малий вплив останніх на результат через досить велику висоту антени (275 м) передавача. При її зменшенні на порядок відмінність в розрахункових даних, отриманих за різними методиками, досягає 5 дБ.

Експериментально виміряне апаратурою ЗРМ значення рівня потужності сигналу для проведеного моделювання представлено на рис. 3.1.6 і відрізняється від розрахованого теоретично не більше ніж на 3 дБ.

Результати моделювання за методикою P.1546 і експериментальної перевірки по всіх трьом вказаним вище радіотехнологіям показали, що максимальна невідповідність розрахункових даних і вимірювань не перевищує 5-7 дБ, що відповідає помилці в розрахунку потужності 4-9% або по дальності 2-3%.

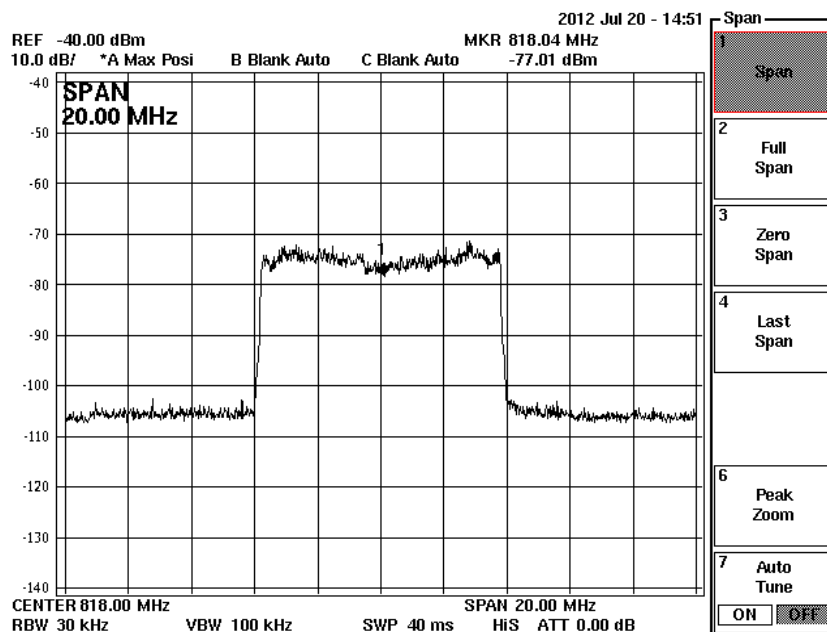


Рисунок 3.1.6 – Експериментально отримане значення рівня сигналу на вході засобу радіомоніторингу

Таким чином, для вирішення різноманітних завдань радіомоніторингу необхідно використовувати модель за методикою Р.1546 в якості базової. Якщо частотний діапазон не дозволяє її використання, то моделювання проводиться за методикою Р.526 для ізольованих перешкод, що не має обмежень по частотному діапазону. Для швидкого оціночного розрахунку і порівняльного аналізу результатів моделювання, коли дозволяють діапазони частот і висот антен, доцільно використовувати модель за методом Окумура-Хата.

3.1.3.2 Методи врахування впливу характеристик направленості і поляризаційних властивостей антен на рівень вхідних сигналів радіоприймальних пристроїв засобів радіомоніторингу

В даний час база даних частотних присвоєнь, яка існує в національній СРЧМ загальних користувачів, налічує близько 200 тис. РЕЗ та понад 500 конструктивно-технологічних типів антен, що випускаються серійно, з даними за максимальним коефіцієнтом посилення і ширині діаграми спрямованості,

але без даних за їх видами. Складність завдань оцінювання ЕМД та ЕМС полягає в тому, що у відповідності з (3.1.1) необхідно знати не тільки максимальний коефіцієнт посилення, а й коефіцієнт посилення в конкретному напрямку по азимуту і куту місця [130].

Для вирішення існуючих типових задач радіомоніторингу в діапазонах ДВЧ і УВЧ досить опосередкованого врахування спрямованих і поляризаційних властивостей антен. Однак, для перспективних завдань необхідно подальше підвищення адекватності моделей, що визначають рівень сигналів на вході радіоприймального пристрою (РПП). Підвищення адекватності моделей може бути досягнуто шляхом врахування спрямованих і поляризаційних властивостей антен як радіоелектронних засобів (РЕЗ), так і ЗРМ. У зв'язку з цим актуальною є задача обґрунтування способу врахування впливу діаграм спрямованості (ДС) і поляризаційних властивостей антен для автоматизованого розрахунку рівня сигналу на вході РПП ЗРМ.

Рішення поставленого завдання запропоновано отримати обчисленням їх коефіцієнта посилення (КП) в заданому напрямку і розрахунком поправок на розбіжність поляризацій антен ЗРМ і РЕЗ. Попередньо необхідно було вирішити задачу представлення ДС і поляризаційних властивостей антен в базі даних ІРС на основі наявної інформації та обґрунтувати шляхи отримання відсутніх даних. Аналіз показав, що загальна задача може бути вирішена у вигляді наступних послідовно реалізованих етапів.

1. Отримання і підготовка вхідних даних.
2. Врахування поправки на характеристики спрямованості антен ЗРМ і РЕЗ.
3. Врахування поправки, яка визначається розбіжністю поляризацій антен.

За базову методику врахування характеристик спрямованості антен було вибрано методику, запропоновану в [127, 129].

Врахування спрямованих властивостей антен.

Реальне посилення антен РЕЗ та ЗРМ повинно знаходитися із врахуванням їх взаємного розташування, яке визначається кутами, які задають

напрямок відповідно від антени радіопередавача на антену радіоприймача і навпаки в горизонтальній і вертикальній площинах відповідно θ_{TR} , θ_{RT} , φ_{TR} , φ_{RT} .

Для розрахунку напрямків між РЕЗ та ЗРМ в горизонтальній площині запропоновано використовувати вбудовану функцію надбудови ГІС PostGIS системи управління базами даних (СУБД) PostgreSQL, яка обчислює азимут за географічними координатами місць розташування антен. Результати розрахунку азимутальних кутів використовуються для розрахунку кутів θ_{TR} і θ_{RT} . Розрахунок кутів місця можна отримати зі співвідношення, що визначається висотами H_R , H_T приймальної і передавальної антен відповідно і відстанню між ними R :

$$\varphi_{TR} = \arctg \frac{H_R - H_T}{R}.$$

Для визначення φ_{RT} необхідно змінити індекси T на R та R на T та при цьому врахувати, що $\varphi_{TR} = -\varphi_{RT}$.

У літературі пропонується кілька способів задання характеристик спрямованості антени [127, 128, 131-133]:

- найбільш простий спосіб пропонує використовувати для апроксимації спрощені моделі антен, в яких коефіцієнт посилення в межах головної пелюстки ДС і параметри розподілу бокового посилення антени вважаються постійними величинами. Недолік цього способу - значні похибки апроксимації, особливо в області бічних пелюсток і на кордонах пелюсток;

- табличне задання в БД залежності КП від кутів θ і φ , характеристики антени і, можливо, довжини хвилі сигналу;

- завдання ДС антен аналітично і подання їх в БД як функцій від кутів азимута і місця відповідно $G(\theta)$, $G(\varphi)$ зі своїми параметрами. Найбільш загальним аналітичним поданням є параметричне завдання ДС, коли визначальними характеристиками, крім кутів, виступають параметри антени і довжина хвилі (частота) сигналу.

Подання в тому чи іншому вигляді має свої переваги й недоліки. Розглянемо їх більш детально і з урахуванням цього сформулюємо пропозиції щодо вибору того чи іншого представлення для різних умов.

Табличне представлення діаграми спрямованості антени.

При табличному представленні ДС для кожного типу антени створюється таблиця з певним кроком по куту і для кожного кутового напрямку ставиться у відповідність числове значення коефіцієнта посилення антени в цьому напрямку. Крок може бути постійний, наприклад через 1 кутовий градус, або змінний. Основна перевага табличного представлення - швидкість розрахунку. Вибір числового значення з таблиці або при необхідності округлення до найближчого значення відбувається за один крок. Процедура інтерполяції (зазвичай для таких розрахунків вибирається лінійна інтерполяція) незначно збільшує час розрахунку. Додаткова зручність табличного представлення в тому, що воно легко узгоджується з експериментальним виміром ДС антени і заповнення таблиць може бути автоматизовано, в тому числі і безпосередньо в місці дислокації з урахуванням більшості факторів, що впливають. Однак, при зміні умов ці таблиці необхідно перераховувати або зберігати для кожної зміни різних факторів, зокрема сезонних, кліматичних та ін.

Аналітичне представлення діаграми спрямованості антени.

У цьому випадку використовується можливість системи мови програмування СУБД PostgreSQL працювати з вбудованими функціями, якими і описується залежність коефіцієнта посилення антени від кута. При цьому окремо розглядається ДСА для азимута і кута місця. Основна перевага аналітичного представлення - компактність представлення функції і можливість враховувати додаткові параметри, зокрема залежність ДСА від частоти сигналу. Однак вплив навколишнього фону, особливо в містах і умовах складного рельєфу, сильно спотворює ДСА, а зберігання таких даних по кожній конкретній антені в БД вимагає значних обсягів пам'яті. На цьому етапі найбільш прийнятним є опис характеристик ДСА з використанням апроксимуючих функцій.

Врахування поляризаційних властивостей антен.

Їх пропонується здійснювати табличним методом. В цьому випадку для кожної пари типів поляризації РЕЗ та ЗРМ визначається коефіцієнт передачі, який визначає втрати сигналу, перераховані на вхід приймача. У разі збігу

вважається, що втрат немає (0 дБ або, що те ж саме, коефіцієнт зміни рівня сигналу дорівнює 1). При незбіжних типах поляризації в різних джерелах пропонуються таблиці, що незначно відрізняються для відповідних коефіцієнтів [127, 129, 134]. Кожен з них приділяє основну увагу певним додатковим властивостями, на відміну від врахування характеристик спрямованості. Так, в [127] враховується додатковим параметром відсоток часу, протягом якого проводиться аналіз, при цьому виділяється малий відсоток часу (особливо відповідальні вимірювання поля) і медіанне значення. В [129] враховуються додатковим параметром коефіцієнт посилення антен - він проявляється в збільшенні втрат на 4 дБ (з -16дБ (0,025) до -20дБ (0,01)) для гостронаправлених антен з коефіцієнтом посилення $G > 10$ у випадку лінійної ортогональної поляризації. Зменшення рівня сигналу для різних типів поляризації наведено в табл. 3.1.1.

Таблиця 3.1.1 – Коефіцієнт змінення рівня сигналу в РПП ЗРМ

Поляризація антени передавача		Поляризація антени приймача						
		Горизонтальна		Вертикальна		Лінійна 45 град	Кругова ліва	Кругова права
		КП<10	КП>10	КП<10	КП>10			
Горизонтальна	КП<10	1	1	0,025	0,025	0,5	0,5	0,5
	КП>10	1	1	0,025	0,01	0,5	0,5	0,5
Вертикальна	КП>10	0,025	0,025	1	1	0,5	0,5	0,5
	КП<10	0,025	0,01	1	1	0,5	0,5	0,5
Лінійна 45 град.		0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,5	0,5
Кругова ліва		0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,003
Кругова права		0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,003	1

У спрощеній схемі розрахунків можна не враховувати вплив КП антени на коефіцієнти горизонтальної та вертикальної поляризацій. В цьому випадку 2 і 3 етапи виконання завдання стають повністю незалежними. Тому дані табл. 3.1.1 були взяті за основу для врахування поправок на розбіжність поляризацій.

По ДСА ЗРМ є паспортні дані і особливістю цих антен є їх широкодіапазонність. Необхідні дані по характеристикам ДСА РЕЗ є в каталогах фірм-виробників [135] і зазвичай представляються у вигляді графіків залежності коефіцієнта посилення антени від азимута і кута місця для середніх частот. Однак, в силу широкодіапазонності ЗРМ і багатьох РЕЗ, їх ДСА можуть істотно змінюватися в залежності від частоти сигналу. Зокрема, аналіз існуючого парку РЕЗ показує, що в експлуатації є спрямовані антенні системи з діапазонністю в 40-50% відносно середньої частоти. При цьому максимальний коефіцієнт посилення змінюється в 2-3 рази.

Вплив середньої частоти на форму ДС для реальної широкодіапазонної антени РЕЗ показано на рис. 3.1.7. Зміна ширини ДСА в азимутальній площині становить понад 10%, а в кутомісцевій - більше 20% для середніх частот наведених діапазонів. Для крайніх значень частот ця зміна ще більше.

З метою вирішення завдання для розглянутих умов був запропонований спосіб комплексного врахування характеристик спрямованості антен. Вся множина антен була розділена на два класи. Перший клас - слабкоспрямовані антени ($G < 10$ дБ), які використовуються в вузьких смугах частот і можуть бути представлені в полярній системі координат формами ДСА і аналітичними виразами. За основу була взята класифікація [131], що виділяє 9 типових ДС:

- еліптичні - 4 типи (ЕА, ЕВ, ЕС, ДЕ);
- кругову (КА);
- лемніската (ЛА);
- овали Кассіні - 3 типи (СА, СВ, СС) відповідно 2,3 і 4 максимуми.

Графічні та аналітичні залежності двох типів ДС для прикладу наведені на рис. 3.1.8:

Другий клас – гостроспрямовані широкодіапазонні антени $G > 10$ дБ. Їх запропоновано апроксимувати функцією інтегрального синусу першого та другого ступеня. До цього класу відноситься, зокрема, і ДСА типу Kathrein 80010644 у вертикальній площині (рис. 3.1.7).

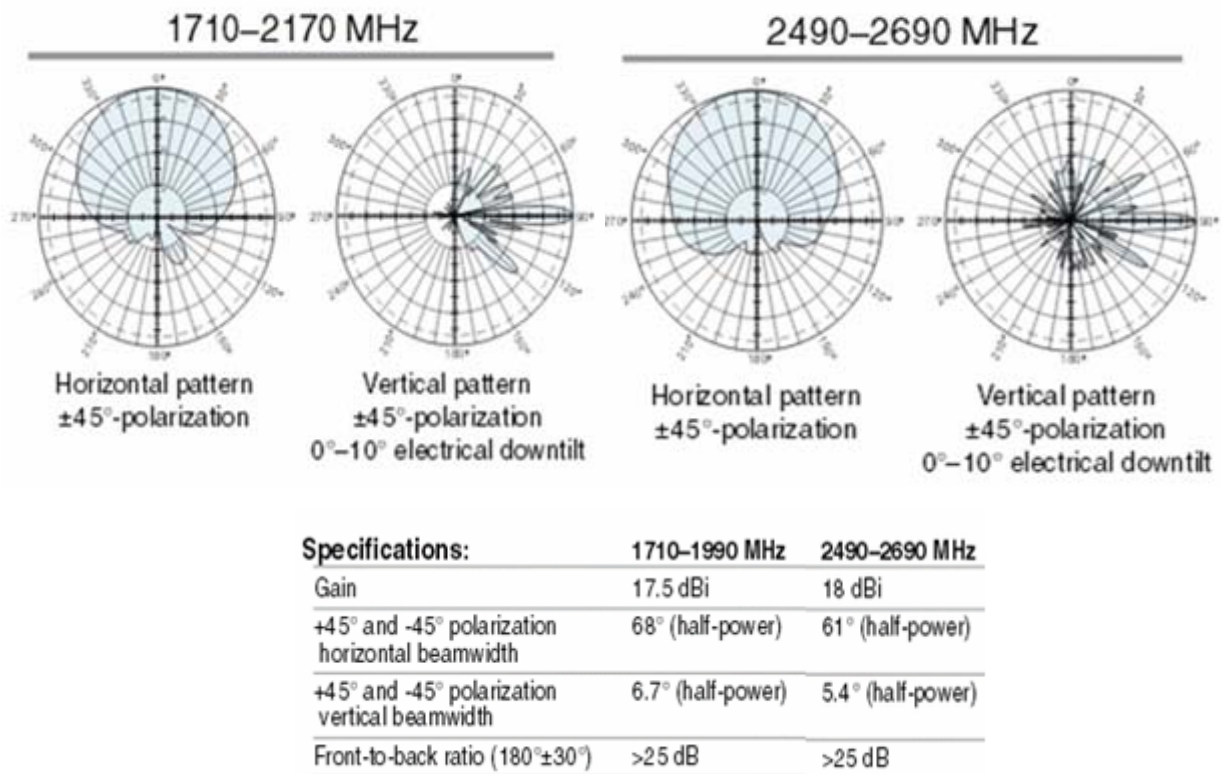


Рисунок 3.1.7 – Залежність форми ДСА Kathrein 80010644 від частоти

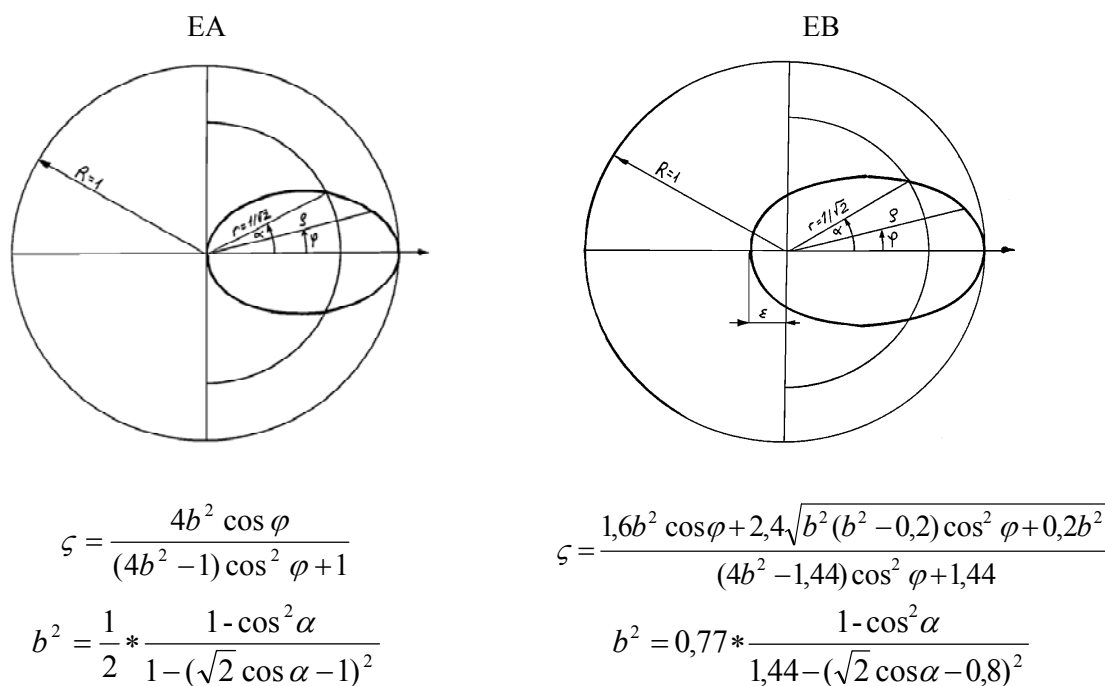


Рисунок 3.1.8 – Графічні та аналітичні залежності типових ДС антен

Вибір ступеня функції визначається амплітудним розподілом в апертурі антени. Для рівномірного і близького до нього розподілу вибирається перша ступінь $\rho(\varphi) = \text{sinc}(x) = \sin x/x$, де x - безрозмірний параметр, що визначається відношенням довжини хвилі сигналу до геометричних розмірів антени.

Зазвичай розміри антени відомі, тому його знаходження не викликає ускладнень. Вид апроксимації ДС антен такого класу приведений на рис. 3.1.10.

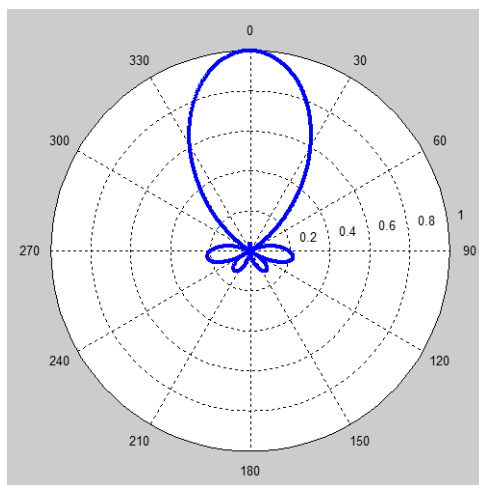


Рисунок 3.1.10 – Апроксимація антен другого класу з рівномірним амплітудним розподілом в апертурі

Для амплітудного розподілу, що спадає до країв, застосовується апроксимація функцією інтегрального синуса другого ступеня: $\rho(\alpha) = \text{sinc}^2(x/2)$. Така залежність може описувати широкодіапазонні антени з рівнем бічних пелюсток, меншим, ніж апроксимація ДС антен, наведених на рис. 3.1.10.

Відзначимо, що наведені апроксимації і першого і другого класу ДСА є наближеними. Однак комплексний метод врахування спрямованих властивостей антен дозволяє істотно врахувати велике різноманіття і різнотипність існуючих антен і їх характеристик зі збереженням прийнятної для практики точності представлення. Даний спосіб був реалізований в розробленій інформаційно розрахунковій системі (ІРС) оцінювання ЕМД та ЕМС засобів радіоконтролю (див. р. 3.2), які здійснюють контроль випромінювань РЕЗ в діапазоні частот від 30 до 30 000 МГц [136]. Необхідні для розрахунків дані були взяті з каталогів антен фірм-виробників [156]. Потім складена таблиця відповідності наявних в базі даних реально існуючих антен РЕЗ з типовими антенами і розроблені програмні функції їх апроксимації для розрахунку відповідно до методики [137]. При наявності даних аналогічна процедура може бути проведена для конструктивно-технологічних типів антен РЕЗ спеціальних користувачів.

Результати врахування спрямованих властивостей антен другого класу і їх частотної залежності ілюструються рис. 3.1.11. і 3.1.12, на яких наведені розраховані зони ЕМД типового ЗРМ по РЕЗ радіотехнології CDMA-800 на території м. Києва. На рис. 3.1.11 наочно продемонстровано вплив спрямованих властивостей антени на розміри і вид зони ЕМД. На рис. 3.1.12 показано вплив частотних властивостей антени на розміри зон ЕМД, розрахунки яких виконані для різних частот сигналу. Проведені оцінки показали збереження прийнятної оперативності розрахунків в порівнянні з розрахунками без урахування спрямованих властивостей антени при підвищенні адекватності їх результатів.

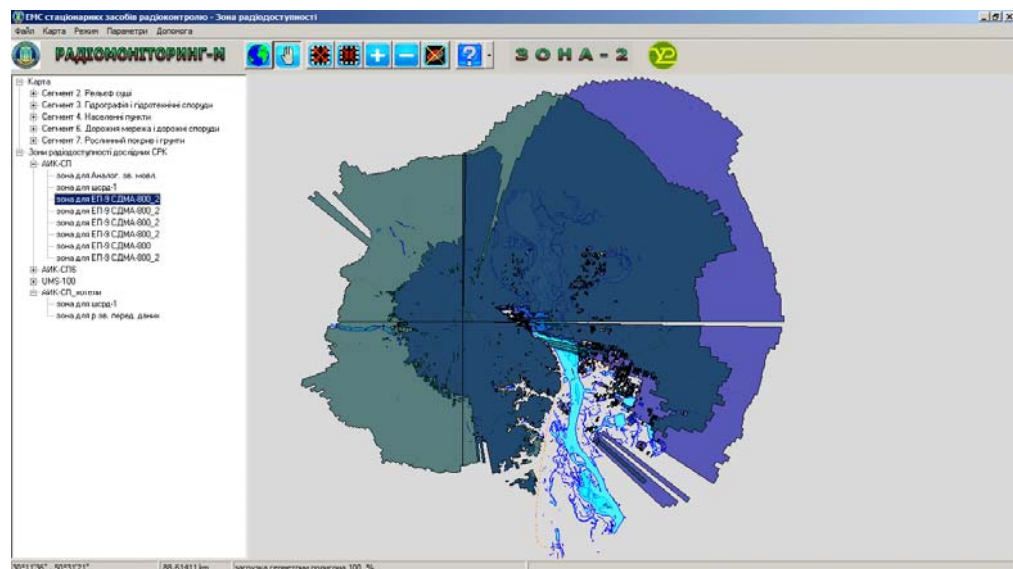


Рисунок 3.1.11 – Зона ЕМД ЗРМ для спрямованої і неспрямованої антен РЕЗ

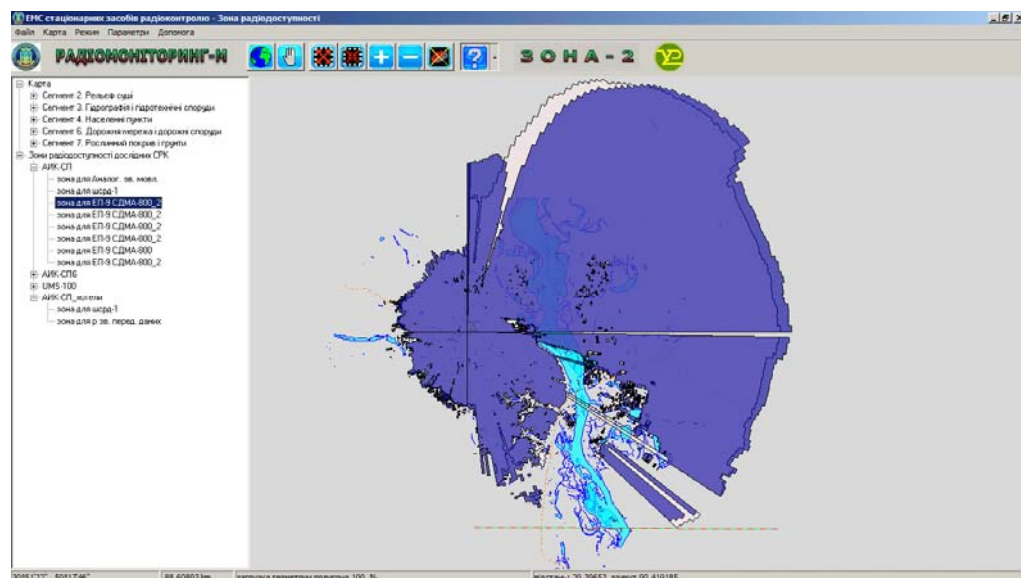


Рисунок 3.1.12 - Зона ЕМД ЗРМ для різних частот однієї спрямованої антени РЕЗ

Результати моделювання та експериментальних досліджень спільно з фахівцями Державного підприємства «УДЦР» показали, що врахування властивостей спрямованості основної номенклатури антен за обраною моделлю дозволяє збільшити точність розрахунку на 5-10 дБ в залежності від їх орієнтації.

3.1.3.3 Метод розрахунку коефіцієнта неспівпадіння частотних параметрів випромінювань передавачів РЕЗ і смуг пропускання радіоприймачів засобів радіомоніторингу

У загальному випадку величина $FDR(\Delta f)$ (див. 3.1.1) складається з додаткових втрат, що виникають через неузгодженість між частотою радіовипромінювання РЕЗ (перешкоди) і середньою частотою смуги пропускання радіоприймального пристрою ЗРМ OFR (в дБ), і додаткових втрат через розбіжність спектра радіовипромінювання РЕЗ (перешкоди) з пропускнуою здатністю радіоприймального пристрою ЗРМ OTR (в дБ):

$$FDR(\Delta f) = OTR + OFR(\Delta f). \quad (3.1.8)$$

Математично величини $FDR(\Delta f)$, $OFR(\Delta f)$ і OTR визначаються наступним чином [138]:

$$FDR(\Delta f) = 10 \lg \frac{\int_{-\infty}^{\infty} M(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} M(f) S(f + \Delta f) df}, \quad (3.1.9)$$

$$OFR(\Delta f) = 10 \lg \left| \frac{\int_{-\infty}^{\infty} M(f) S(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} M(f) S(f + \Delta f) df} \right|, \quad (3.1.10)$$

$$OTR = 10 \lg \left| \frac{\int_{-\infty}^{\infty} M(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} M(f) S(f) df} \right|, \quad (3.1.11)$$

де $M(f)$ – спектральна щільність джерела ненавмисної завади, Вт/Гц;

$S(f)$ – характеристика вибіркості приймача;

$S(f + \Delta f)$ – характеристика вибіркості приймача, нормована щодо частотної розстройки Δf від частоти настройки приймача.

Інтеграли (3.1.9) і (3.1.11) можуть бути обчислені за допомогою інтерполяційних методів (наприклад, методу трапецій) або за формулою Сімпсона. Тому у формулі (3.1.9) можна перейти до суми дискретних значень:

$$FDR(\Delta f) = 10 \lg \frac{\sum_{i=1}^n M(f_i)}{\sum_{i=1}^n M(f_i) S(f_i + \Delta f)}, \quad (3.1.12)$$

де n – число відліків.

Однак для практичних розрахунків зручнішим є застосування дворівневих апроксимацій характеристик випромінювань і прийому РЕЗ з використанням норм на ширину смуги пропускання (випромінювання) на рівнях 30 або 60 дБ. Тоді додаткові втрати, що виникають через розстройки між частотою джерела перешкод і частотою настройки приймача OFR , можуть бути знайдені за такою формулою (всі складові виражені в дБ):

$$OFR = -(\max(M(\Delta f); -S(\Delta f)) - 100). \quad (3.1.13)$$

Параметр додаткових втрат через неузгодженість спектра випромінювання джерела перешкоди з пропускнуою здатністю приймача OTR (в дБ) може бути знайдений за спрощеною формулою

$$OTR = K \lg\left(\frac{BT}{BR}\right) \text{ при } BR \leq BT, \quad (3.1.14)$$

$$OTR = 0 \text{ при } BR > BT,$$

де $K = 10$ – для некогерентних сигналів і $K = 20$ – для імпульсних сигналів.

Тому, для оцінювання в (3.1.8) величини додаткових втрат FDR (Δf), що визначаються неузгодженістю між частотою джерела перешкод і середньою частотою смуги пропускання приймача, а також неузгодженістю спектрів випромінювання джерела перешкоди з смугою пропускання приймача, з допустимою для оцінки ЕМС РЕЗ точністю може бути знайдена за формулами (3.1.8), (3.1.13), (3.1.14).

3.1.3.4 Алгоритм оцінювання радіодоступності випромінювань угруповань РЕЗ засобам радіомоніторингу

Сучасні тенденції збільшення кількості РЕЗ, поява нових радіотехнологій, використання нових частотних діапазонів, а також необхідність контролю ліцензійних і технічних вимог при експлуатації РЕЗ пред'являють відповідні вимоги до оптимізації охоплення засобами радіоконтролю (ЗРМ) випромінювань РЕЗ по території, частотному діапазону, в часі і забезпечення їх беззавадової роботи. Ці вимоги повинні бути враховані як на етапі планування топології СРЧМ, так і в процесі ведення радіомоніторингу.

У зв'язку з цим виникає актуальне завдання оцінювання електромагнітної доступності (ЕМД) випромінювань угруповань РЕЗ засобам радіоконтролю і їх електромагнітної сумісності (ЕМС) з цими РЕЗ методами математичного моделювання. Для його реалізації необхідно було розробити алгоритм вирішення цієї задачі і реалізувати відповідний програмний модуль [139, 140].

Оцінювання радіодоступності і можливості виникнення завад на вході засобів ЗРМ повинно проводитися з урахуванням їх характеристик,

характеристик контролюємих РЕЗ різних радіотехнологій, умов розповсюдження радіохвиль, рельєфу, забудови місцевості і т.і. Алгоритм прийняття рішення про електромагнітну доступність/недоступність РЕЗ або створення завад інтермодуляції/блокування ЗРМ полягає в розрахунку потужності сигналу на вході РПП ЗРМ у відповідності з (3.1.1) і порівнянні його зі значенням, яке необхідно для прийняття відповідного рішення за критеріями (3.1.2) або (3.1.3).

Розроблений процедурний алгоритм оцінки радіодоступності РЕЗ [155] в укрупненому вигляді наведено на рис. 3.1.13. Алгоритм прийняття рішення про можливість виникнення на вході РПП ЗРМ завад інтермодуляції і блокування відрізняється від алгоритму оцінки ЕМД тільки рівнями, які зумовлюють можливість виникнення завад інтермодуляції і блокування.

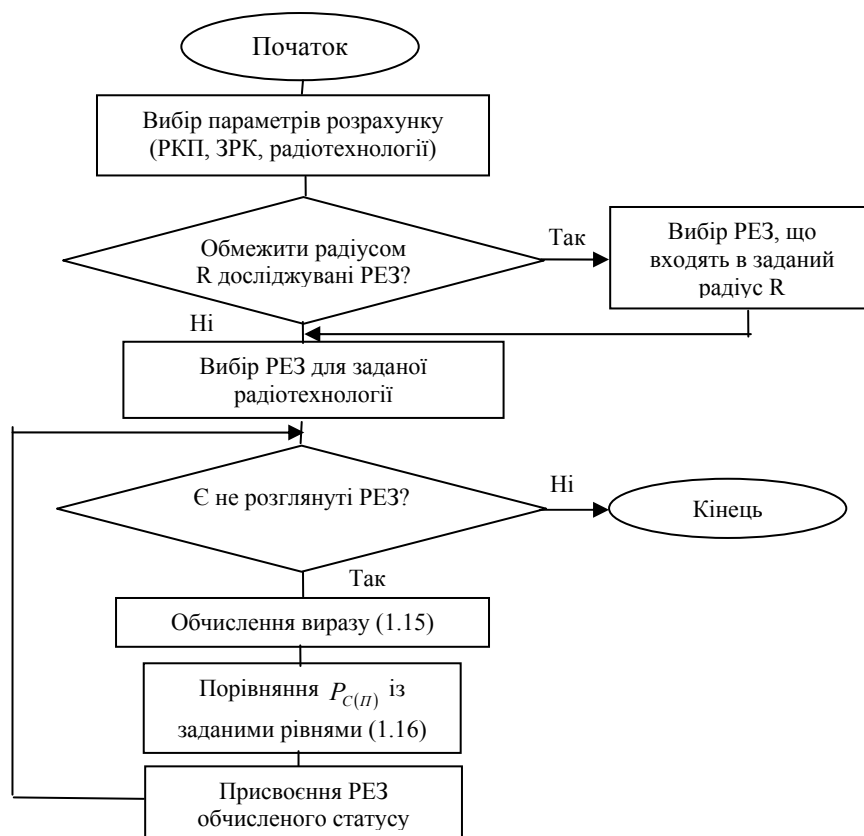


Рисунок 3.1.13 – Укрупнений алгоритм оцінки електромагнітної доступності РЕЗ

На базі даного алгоритму розроблено спеціальну програму, яка реалізована у вигляді модуля «Радіодоступність РЕЗ», інтерфейс і режим роботи якого будуть розглянуті в розділі 3.2.3. Даний модуль забезпечує:

- вибір умов і завдання параметрів розрахунку для існуючого або досліджуваного ЗРМ, РЕЗ необхідної радіотехнології в межах заданого радіусу навколо ЗРМ і моделі розрахунку;
- розрахунок рівня втрат, напруженості поля від кожного РЕЗ в кожній точці траси поширення радіохвиль і потужності сигналу на вході приймача ЗРМ;
- прийняття рішення про електромагнітну доступність/недоступність ЗРМ випромінювань РЕЗ із заданими параметрами;
- прийняття рішення про можливість створення випромінюванням РЕЗ із заданими параметрами завад інтермодуляції і/або блокування на вході приймача ЗРМ;
- імпортування розрахованих попередньо зон ЕМД та захисних зон від завад інтермодуляції і/або блокування на результати розрахунку радіодоступності і помехозащищенности ЗРМ;
- відображення результатів розрахунків на тлі електронної карти місцевості.

При запуску програми розрахунок рівнів втрат, напруженості поля і потужності сигналу на вході приймача ЗРМ проводиться за виразом (3.1.1) відповідно до рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку Р.1546-4 в діапазоні частот 30-3000МГц і Р.526-12 [124, 125] в діапазоні понад 3000 МГц [127, 139]. Ухвалення рішення про електромагнітну доступності/недоступності і створенні завад приймається відповідно за критеріями (3.1.2) і (3.1.3).

Розроблений алгоритм дозволяє в інтерактивному режимі проводити розрахунок радіодоступності і завадозахищеності ЗРМ із заданими параметрами по всьому угрупованню РЕЗ радіотехнології, що розглядається [142].

3.1.3.5 Процедура і алгоритм побудови зон електромагнітної доступності і сумісності засобів радіоконтролю

Інформаційну основу СРЧМ загальних користувачів складають стаціонарні широкодіапазонні ЗРМ, що забезпечують вирішення завдань радіомоніторингу в широкому діапазоні частот і в межах зони відповідальності, розміри якої визначаються зоною їх електромагнітної доступності (ЕМД). Оцінювання зон ЕМД ЗРМ дозволяє оптимізувати СРЧМ по топології і структурі, як на етапі проектування, так і в процесі експлуатації.

У зв'язку з цим актуальним було завдання розробки процедури і алгоритмів оцінювання зон ЕМД широкодіапазонних ЗРМ і їх захисних зон від потужних радіовипромінювань РЕЗ, що знаходяться в зоні ЕМД.

У процесі функціонування ЗРМ виконують операції по виявленню радіовипромінювань, вимірюванню їх основних і додаткових параметрів, пеленгації їх джерел. Будемо вважати, що РЕЗ є радіодоступним для виконання операцій по його радіомоніторингу заданим ЗРМ, якщо потужність сигналу від цього РЕЗ на вході приймача відповідно до (3.1.1) забезпечує необхідне для виконання зазначених операцій відношення сигнал / шум.

Під **зоною ЕМД** будемо розуміти сукупність точок простору, перебуваючи в яких еталонне РЕЗ з заданими параметрами радіовипромінювання забезпечує на вході РПП рівень потужності сигналу, необхідний для виявлення радіовипромінювання, вимірювання його технічних параметрів і пеленгування РЕЗ по радіовипромінюванню.

Таким чином, через різні значення відносини сигнал/шум можуть розглядатися і оцінюватися:

- зони ЕМД для вирішення завдань виявлення радіовипромінювань РЕЗ;
- зони ЕМД для вирішення завдань вимірювання технічних параметрів радіовипромінювань РЕЗ;
- зони ЕМД для вирішення завдань пеленгування РЕЗ.

Істотний вплив на розмір і форму зон ЕМД здійснюють рельєф місцевості, щільність міської забудови, характеристики радіовипромінювань об'єктів радіоконтролю – РЕЗ [143].

З визначення зони ЕМД впливає наступна процедура сукупності дій по її побудові:

- задається розташування існуючого або досліджуємого ЗРМ;
- вибирається потрібна радіотехнологія;
- задаються параметри випромінювання типового РЕЗ обраної радіотехнології;
- визначається територія, в межах якої необхідно провести оцінку зони ЕМД заданого ЗРМ по РЕЗ обраної радіотехнології;
- відповідно до прийнятого рішення про спосіб представлення зони ЕМД для зберігання в пам'яті ЕОМ визначена територія розбивається на «елементарні» майданчики, розміри яких визначаються вимогами до точності оцінки зони ЕМД;
- для кожного «елементарного» майданчика приймається рішення про його приналежність до зони ЕМД;
- сукупність «елементарних» майданчиків, для яких прийнято рішення про їх приналежність, об'єднується в зону ЕМД заданого ЗРМ.

Для прийняття рішення проводиться розрахунок рівня сигналу на вході РПП ЗРМ випромінюваного типовим РЕЗ, поміщеним на заданий «елементарний» майданчик. Якщо розрахунковий рівень сигналу перевищує рівень сигналу необхідний для виявлення або вимірювання параметрів або пеленгування радіовипромінювання, то приймається рішення про належність цього «елементарного» майданчика до зони ЕМД ЗРМ.

Територію, на якій визначається зона ЕМД, доцільно обмежити колом з центром в точці розміщення ЗРМ (координати x_0 , y_0) радіусом, рівним максимально можливій дальності прийому сигналів типового РЕЗ радіоприймачем ЗРМ – $D_{\max}$. Максимальна дальність прийому сигналів еталонного ДРВ радіоприймачем ЗРМ визначається як дальність прийому сигналів у вільному просторі [144]:

$$D_{\max} = 10^{\frac{10\log(P_T) - P_R - 32,4 - 20\log(f)}{20}} \quad (3.1.17)$$

де P_T – еквівалентна випромінювана потужність передавача ДРВ; P_R [дБВт] – порогове значення чутливості приймача ЗРМ.

Локалізована територія розбивається по азимуту на сектори зазначеного кола.

Відповідно до процедури зона ЕМД в пам'яті ЕОМ була представлена у вигляді вектора, що містить структури змінної довжини. Під структурою розуміється користувальницький тип даних, що містить кілька полів стандартних типів. Номер елемента вектора відповідає азимуту. Структура елемента вектора містить наступні поля: координати першої точки (X, Y), ознака того, що в цій точці на цьому азимуті закінчується ділянка, що належить до зони ЕМД; наступна точка на цьому азимуті, ознака того, що в цій точці на цьому азимуті починається ділянка, що належить до зони ЕМД; і т. д.; координати останньої точки на цьому азимуті, ознака того, що в цій точці на цьому азимуті закінчується ділянка, що належить до зони ЕМД. Останнім елементом структури завжди є точка з ознакою закінчення зони ЕМД. Структура завжди містить як мінімум одну точку і, якщо це так, то ця точка має ознаку закінчення зони ЕМД. Точок з ознакою закінчення зони ЕМД завжди на одну більше, ніж точок з ознакою початку зони ЕМД. Така структура може бути інтерпретована системою управління базами просторових даних (просторової СУБД) як об'єкт типу «полігон», а питання відображення зон ЕМД може бути вирішене засобами відображення шарів електронної карти. Пошук точок початку і кінця зон ЕМД може бути реалізовано різними варіантами.

Описана процедура дозволяє істотно зменшити кількість обчислень і зменшує обсяг пам'яті, необхідної для зберігання результатів обчислень. Зберігаються не всі обчислені дані, а тільки межі входу - виходу із зони ЕМД. Розрахунок потужності сигналу на вході РПП базового ЗРМ аналогічно оцінюванню його радіодоступності і завадозахищеності здійснюється відповідно до рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку Р.1546-4 в

діапазоні частот 30-3000МГц і Р.526-12 [124, 125] в діапазоні понад 3000 МГц [127, 139].

Алгоритм побудови зони ЕМД ЗРМ

При розробці алгоритму побудови зони ЕМД передбачалося:

- результати розрахунків в пам'яті ЕОМ зберігаються у вигляді вектора, що містить структури змінної довжини, при цьому кожна зі структур - елементів вектора містить дані про ділянки, що належать і не належать зоні ЕМД в напрямку, який визначається азимутом, що відповідає номеру елемента вектора з точки, де стоїть ЗРМ;
- дані про рельєф зберігаються в електронній карті у векторному форматі у вигляді ліній рівних висот;
- для роботи з просторовими даними використовуються засоби, що надаються просторовою СУБД.

Схема розробленого алгоритму з нумерацією блоків представлена на рисунку 3.1.14.

Алгоритм побудови зон ЕМД передбачає порядок дій, найменування яких внесені до відповідних блоків.

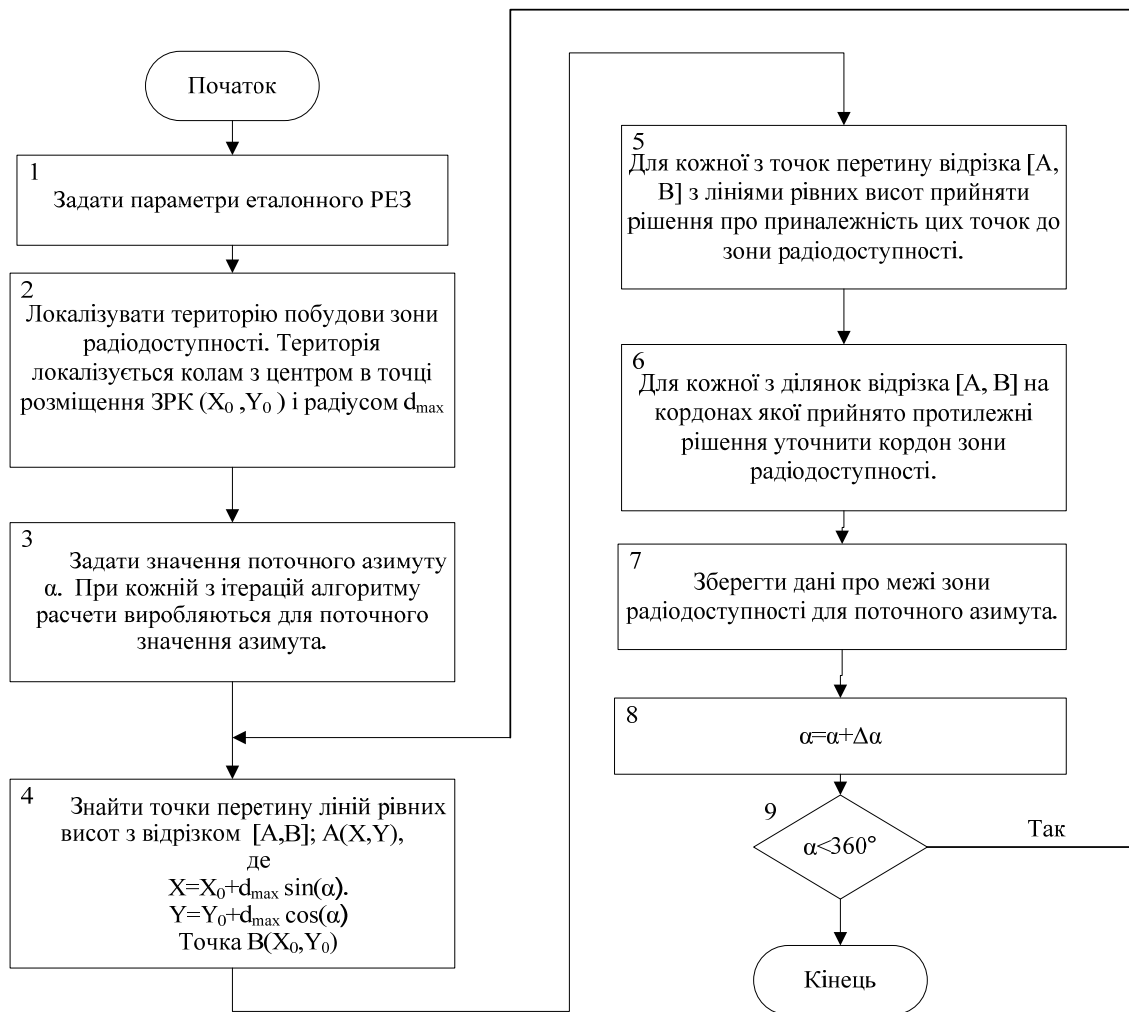


Рисунок 3.1.14 – Алгоритм розрахунку зони ЕМД

На основі отриманого масиву точок перетину ліній рівних висот з відрізком $[A, B]$ (рис. 3.1.15а) в блоці 4 будується профіль траси ПРХ (рис. 3.1.15б).

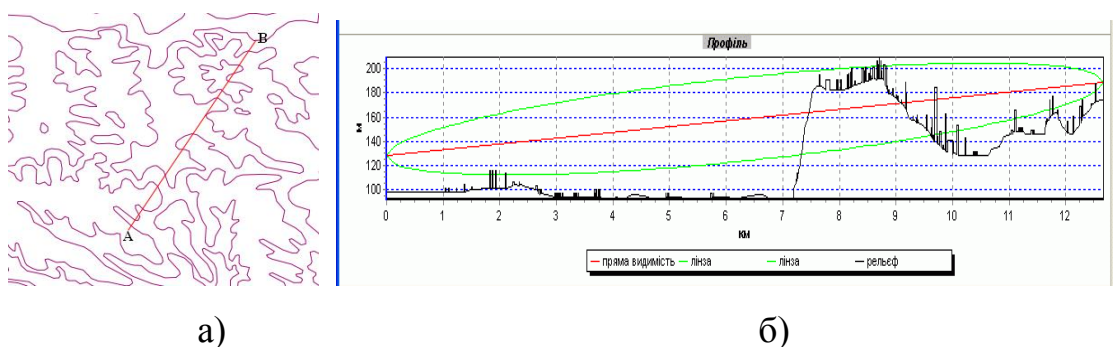


Рисунок 3.1.15 – Отримання інформації про рельєф місцевості (рис. 1.15а) і побудований нею профіль траси ПРХ з еліпсом Френеля (рис. 1.5б)

Після прийняття рішення в блоці 5 про належність точок до зони ЕМД відрізок ділиться на кілька ділянок. Межа зони ЕМД в блоці 6 уточнюється ітераційним шляхом методом половинного ділення. Умовою для зупинки ітераційного процесу половинного ділення є зменшення довжини досліджуваної ділянки до заданого значення.

Наведений алгоритм побудови зон ЕМД реалізований у вигляді програмного модуля «Зони радіодоступності ЗРМ» в розробленій ІРС, інтерфейс і режим роботи якого буде представлено в розділі 3.2.4.

Алгоритм побудови захисних зон ЗРМ від перешкод інтермодуляції і блокування відрізняється від алгоритму побудови зон ЕМД тільки рівнями, які зумовлюють можливість виникнення перешкод інтермодуляції і блокування. Опис реалізованих в ІРС режимів «Зона захисту по інтермодуляції» і «Зона захисту з блокування» наведено також в розділі 3.2.4.

Розроблений спосіб і програмно-алгоритмічне забезпечення з достатньою для практики точністю дозволяють:

- по-перше, оцінювати можливості як діючих, так і досліджуємих ЗРМ по територіально-частотного охопленню радіомоніторингом випромінювань РЕЗ як існуючих, так і перспективних радіотехнологій;
- по-друге, моделювати різні вхідні дані і варіанти побудови регіональних підсистем радіочастотного моніторингу з метою оптимізації їх топології і функціональної структури;
- по-третє, проводити необхідні розрахунки в інтересах вирішення планових і оперативних завдань.

3.1.3.6 Обґрунтування вхідних даних для моделювання і проведення розрахунків електромагнітної досяжності і сумісності ЗРМ

На підставі використаних математичних моделей радіоприймачів, радіопередавачів, антен, середовища поширення радіохвиль і розробленої бази знань інформаційної технології складено перелік вхідних даних (табл. 3.1.2) для проведення необхідних моделювання та розрахунків.

Таблиця 3.1.2 – Тактико-технічні характеристики РЕЗ і ЗРМ, необхідні для розрахунку ЕМД і ЕМС

Найменування параметру	Позначення	Формат запису	Примітка
1	2	3	4
Характеристика передавача			
Занятість каналу		9	0: не безперервно 1: безперервно
Координати установки передавача (центр зони обслуговування): широта, пн. ш. довгота, сх. д.	λ ξ	99° 99' 99" 99° 99' 99"	Градуси, хвилини, секунди
Шифр РЕЗ		999	
Частота, МГц	f_{0t}	99999,99999	
Клас випромінювання		9999XXXXX	
Потужність максимального випромінювання, дБ	P_{0t}	999,9	Якщо мається
Діапазон перестроювання потужності	ΔP_{0t}	99,9	

Продовження таблиці 3.1.2

1	2	3	4
Ширина смуги випромінювання на контрольних рівнях, кГц	B_i	99999	Якщо мається
Відносний рівень випромінювань на гармоніках, дБ	P_{Γ}	999	
Висота установки передавача над рівнем моря, м	H	9999	
Характеристика радіоприймача			
Найменування прийомної станції:	99		
Географічні координати прийомної станції (центра зони прийому): широта, пн. ш. довгота, сх. д.	λ ξ	99° 99' 99" 99° 99' 99"	Градуси, хвилини, секунди
частота прийому	f_{OR}	99999	
чутливість, дБ	P_{sr}	999	
Смуга пропускання ППЧ: на рівні 3 дБ, кГц на рівні 30 дБ, кГц	B_3 B_{30}	999 999	
Вибірковість приймача, дБ: – по сусідньому каналу – інтермодуляційна – по блокуванню – по проміжній частоті – по дзеркальному каналу – по іншим побічним каналам прийому	S_{ck} $\sigma_{им}$ $\sigma_{БЛ}$ $S_{Пч}$ $S_{ЗК}$ $S_{ПКП}$	999 999 999 999 999 999	
Еквівалентна шумова температура, К	$T_{ш}$	9999	Градуси
Допустима потужність завади, дБ	$P_{\text{подо}}$		

Закінчення таблиці 3.1.2

<i>Характеристика антени</i>			
Висота установки антени над рівнем моря, м	H	9999	
Тип ДСА в горизонтальній площині		999XX99	від 0 до 360°
Тип ДСА в вертикальній площині		999XX99	від 0 до 360°
Загасання АФТ на прийом, дБ/м	$\sigma_{\phi R}$	999	
Загасання АФТ на передачу, дБ/м	$\sigma_{\phi T}$	999	
Азимут максимального випромінювання, град	θ	999,9 або ND	
Кут місця максимального випромінювання, град	φ	999,9 або ND	
Поляризація антени: на передачу на прийом		9 9	В – вертикальна Г – горизонтальна К – кругова
Коефіцієнт посилення антени в напрямку максимального випромінювання, дБ	G_o	99,9	

3.1.4 Розроблення концептуальних схем баз даних ЗРМ, РЕЗ і картографічної інформації для серверної та клієнтської складових інформаційно-розрахункової системи

3.1.4.1 Концептуальні схеми баз даних серверної складової

Для кожної БД приведений склад таблиць з описом усіх їх полів:

- назва поля;
- тип даних;
- одиниця виміру (якщо не є безрозмірною);
- опис.

У базах даних використовуються такі типи даних:

- **serial**: цілий (4 байти), який автоматично збільшується при додаванні нового рядка;
- **text**: текстовий довільної довжини;
- **integer**: цілий (4 байти);
- **double precision**: дійсний подвійної точності (8 байтів);
- **boolean**: булівський (логічний);
- **date**: дата;
- **geometry**: спеціальний геометричний тип, який зберігає координати в бінарному вигляді;
- **bytea**: послідовність байтів.

У кінці кожної таблиці наведений перелік обмежень для неї, в якому використовуються такі позначення:

CONSTRAINT - обмеження;

PRIMARY KEY - первинний ключ;

FOREIGN KEY - зовнішній ключ;

UNIQUE - унікальність;

CHECK - перевірка значення.

Після опису таблиць бази даних наводиться схема їх взаємодії з вказівкою усіх зв'язків між ними за допомогою зовнішніх ключів.

3.1.4.1.1 Схема баз даних засобів радіомоніторингу

На рис. 3.1.16 наведена схема взаємозв'язку таблиць БД ЗРМ з використанням зовнішніх ключів.

Докладні і уточнені структури таблиць БД ЗРМ з описом усіх полів наведені нижче в таблицях 3.1.3 – 3.1.16.

Таблиця **filial** - «Філії» містить перелік усіх філій СРЧМ загальних користувачів, при цьому кожній з 26 філій призначений певний фіксований номер для подальшого використання.

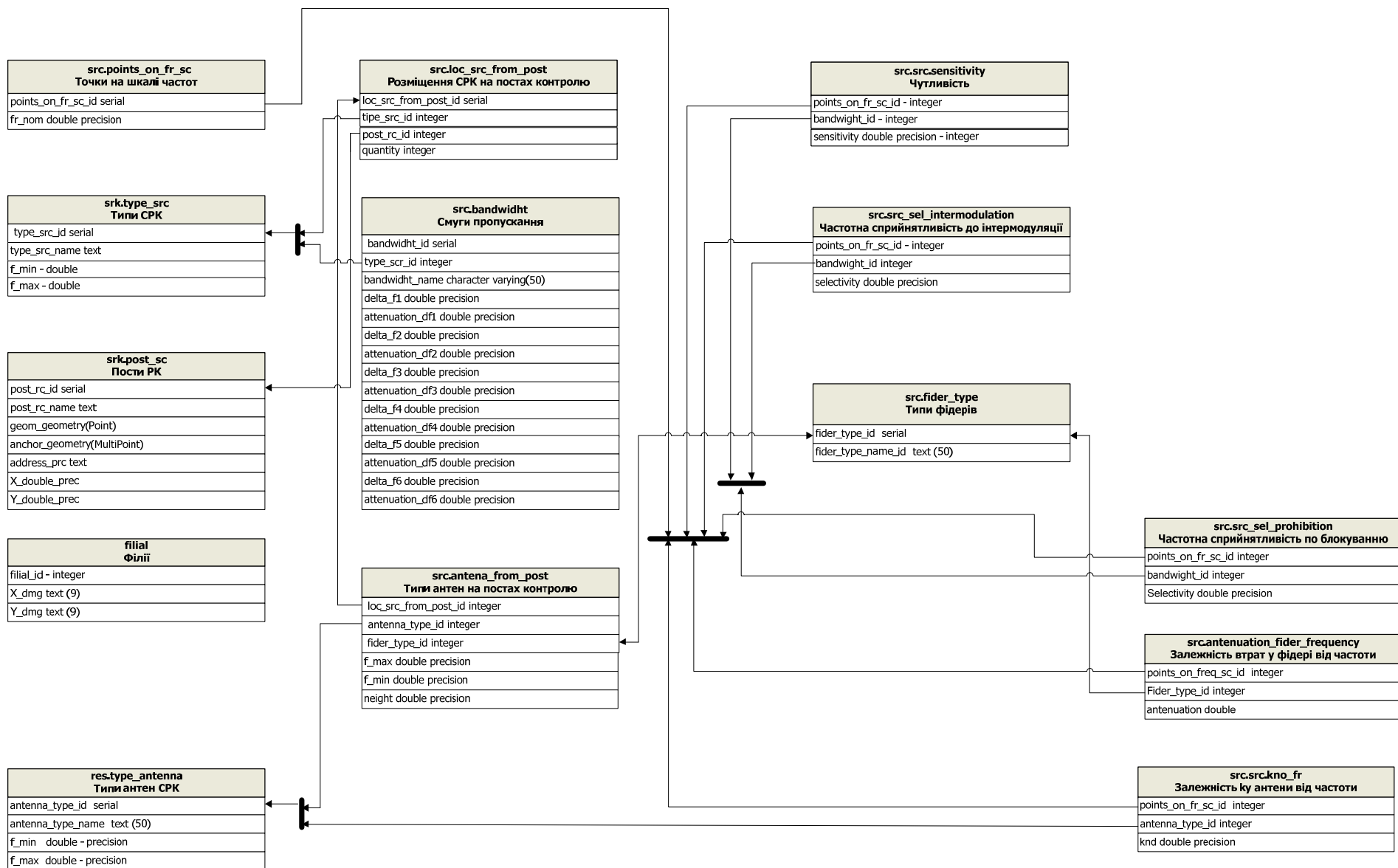


Рисунок 3.1.16 – Концептуальная схема БД засобів радіоконтролю

Таблиця 3.1.3 – Структура таблиці **filial**

Назва поля	Тип даних	Опис
filial_id	serial	ID (ідентифікатор, порядковий номер) філії
filial_name	text	Назва філіалу
CONSTRAINT filial_pkey PRIMARY KEY (filial_id), CONSTRAINT filial_name_key UNIQUE (filial_name), CONSTRAINT filial_id_filial_check CHECK (filial_id >= 1 AND filial_id <= 26)		

Таблиця **points_on_fr_sc** – «Точки на шкалі частот» призначена для збереження даних про точки на шкалі частот, для яких визначені параметри, що залежать від частоти настроювання приймача. До таких параметрів відносяться: чутливість приймача, частотна сприйнятливність до інтермодуляції та блокування, втрати у фідері, коефіцієнт підсилення антени.

Таблиця 3.1.4 – Структура таблиці **points_on_fr_sc**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
points_on_fr_sc_id	serial		ID точки на шкалі частот
fr_nom	double precision	МГц	Значення частоти
CONSTRAINT points_on_fr_sc_id_pk PRIMARY KEY (points_on_fr_sc_id), CONSTRAINT points_on_fr_sc_fr_nom_unique UNIQUE (fr_nom)			

Таблиця **type_src** – «Типи ЗРМ» призначена для збереження даних про типи засобів радіоконтролю

Таблиця 3.1.5 – Структура таблиці **type_src**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
type_src_id	serial		ID типу ЗРМ
type_src_name	text		Найменування типу ЗРМ
f_min	double precision	МГц	Мінімальна робоча частота
f_max	double precision	МГц	Максимальна робоча частота
CONSTRAINT type_src_id_pk PRIMARY KEY (type_src_id), CONSTRAINT type_src_type_src_name_unique UNIQUE (type_src_name)			

Таблиця **post_rc** – «Пости РК» призначена для збереження даних про пости радіоконтролю, які підлягають обліку в БД

Таблиця 3.1.6 – Структура таблиці **post_rc**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
post_rc_id	serial		ID поста РК
filial_id	integer		ID філії
post_rc_name	text		Найменування поста
x	double precision	градуси	Довгота (у десяткових долях градусів)
y	double precision	градуси	Широта (у десяткових долях градусів)
x_dms	text		Довгота (у градусах-мінутах, секундах)
y_dms	text		Широта (у градусах-мінутах, секундах)
geom	geometry(Point)	градуси	Місце розміщення поста РК
anchor	geometry(MultiPoint)	градуси	Службове поле
address_prc	text		Адреса розміщення
CONSTRAINT post_rc_id PRIMARY KEY (post_rc_id), CONSTRAINT post_rc_filial_id_fkey FOREIGN KEY (filial_id) REFERENCES filials.filial (filial_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT post_rc_geom_key UNIQUE (geom), CONSTRAINT post_rc_name_unique UNIQUE (post_rc_name)			

Таблиця **antenna_type** – «Типи антен ЗРМ» призначена для збереження даних про типи антен станцій радіоконтролю, що підлягають обліку у БД.

Таблиця 3.1.7 – Структура таблиці **antenna_type**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
antenna_type_id	serial		ID типу антени
antenna_type_name	text		Найменування типу антени
f_min	double precision	МГц	Мінімальна робоча частота
f_max	double precision	МГц	Максимальна робоча частота
CONSTRAINT antenna_type_id_pk PRIMARY KEY (antenna_type_id), CONSTRAINT antenna_type_antenna_type_name_unique UNIQUE (antenna_type_name)			

Таблиця **fider_type** – «Типи фідерів» призначена для збереження даних про типи фідерів, що використовуються для з'єднання антен зі станціями радіоконтролю.

Таблиця 3.1.8 – Структура таблиці **fider_type**

Назва поля	Тип даних	Опис
fider_type_id	serial	ID типу фідера
fider_type_name	text	Найменування фідера
CONSTRAINT fider_type_id_pk PRIMARY KEY (fider_type_id), CONSTRAINT fider_type_fider_type_name_unique UNIQUE (fider_type_name)		

Таблиця **loc_srk_from_post** – «Розміщення ЗРМ на постах контролю» призначена для збереження даних про типи ЗРМ, які розміщуються на постах контролю. При цьому обмеження передбачає, що на кожному посту радіоконтролю всі ЗРМ мають бути різнотипними.

Таблиця 3.1.9 – Структура таблиці **loc_srk_from_post**

Назва поля	Тип даних	Опис
loc_srk_from_post_id	serial	ID ЗРМ на посту радіоконтролю
post_rc_id	integer	ID поста радіоконтролю
type_src_id	integer	ID типу ЗРМ
CONSTRAINT loc_src_from_post_id_pk PRIMARY KEY (loc_src_from_post_id), CONSTRAINT loc_src_from_post_post_rc_id_fk FOREIGN KEY (post_rc_id) REFERENCES src.post_rc (post_rc_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT loc_src_from_post_type_src_id_fk FOREIGN KEY (type_src_id) REFERENCES src.type_src (type_src_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT loc_src_from_post_post_rc_id_type_src_id_unique UNIQUE (post_rc_id , type_src_id)		

Таблиця **bandwidth** – «Смуги пропускання засобів радіомоніторингу» призначена для збереження даних про смуги пропускання засобів радіоконтролю. При створенні таблиці вважалось, що АЧХ фільтру на проміжній частоті симетрична відносно частоти настроювання фільтра і апроксимується кусково-лінійним способом. Дані зберігаються у вигляді:

– ширина смуги пропускання (Δf_X),

– значення згасання сигналу в фільтрі (attenuation_dfX) при ширині смуги пропускання delta_fX.

X може приймати значення {1, 2, 3, 4, 5, 6}, значення ширини смуг пропускання (delta_f1)<(delta_f2)<...<(delta_f6).

Таблиця 3.1.10 – Структура таблиці **bandwidth**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
bandwidth_id	serial		ID смуги пропускання
type_src_id	integer		ID типу ЗРМ
bandwidth_name	text		Умовне найменування смуги пропускання
delta_f1	double precision	МГц	Перший вузол інтерполяції: значення ширини смуги пропускання
attenuation_df1	double precision	дБ	Перший вузол інтерполяції: значення згасання сигналу (-1 дБ)
delta_f2	double precision	МГц	Другий вузол інтерполяції: значення ширини смуги пропускання
attenuation_df2	double precision	дБ	Другий вузол інтерполяції: значення згасання сигналу (-3 дБ)
delta_f3	double precision	МГц	Третій вузол інтерполяції: значення ширини смуги пропускання
attenuation_df3	double precision	дБ	Третій вузол інтерполяції: значення згасання сигналу (-6 дБ)
delta_f4	double precision	МГц	Четвертий вузол інтерполяції: значення ширини смуги пропускання
attenuation_df4	double precision	дБ	Четвертий вузол інтерполяції: значення згасання сигналу -10 дБ)
delta_f5	double precision	МГц	П'ятий вузол інтерполяції: значення ширини смуги пропускання
attenuation_df5	double precision	дБ	П'ятий вузол інтерполяції: значення згасання сигналу (-30 дБ)

delta_f6	double precision	МГц	Шостий вузол інтерполяції: значення ширини смуги пропускання
attenuation_df6	double precision	дБ	Шостий вузол інтерполяції: значення згасання сигналу (-60 дБ)
CONSTRAINT bandwidth_id_pk PRIMARY KEY (bandwidth_id), CONSTRAINT bandwidth_type_src_id_fk FOREIGN KEY (type_src_id) REFERENCES src.type_src (type_src_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT			

Таблиця **antena_from_post** – «Типи антен на постах контролю»

призначена для збереження даних про типи антен, що використовуються ЗРМ на постах контролю. При створенні таблиці вважалось, що на одному посту контролю для ЗРМ одного типу у заданому діапазоні частот використовується антенна одного типу. У БД створений тригер, який реалізує бізнес-правило «Діапазони частот антен, що використовуються одним і тим же ЗРМ, на одному і тому ж посту перетинатися не повинні».

Таблиця 3.1.11 – Структура таблиці **antena_from_post**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
loc_src_from_post_id	integer		ID ЗРМ на посту РК
antenna_type_id	integer		ID типу антени
fider_type_id	integer		ID типу фідера
height	double precision	м	Висота підйому антени
f_min	double precision	МГц	Мінімальна частота використання антени
f_max	double precision	МГц	Максимальна частота використання антени
CONSTRAINT antena_from_post_antenna_type_id_loc_src_from_post_id_pk PRIMARY KEY (antenna_type_id , loc_src_from_post_id), CONSTRAINT antena_from_post_antenna_type_id_fk FOREIGN KEY (antenna_type_id) REFERENCES src.antenna_type (antenna_type_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT antena_from_post_fider_type_id_fk FOREIGN KEY (fider_type_id)			

```
REFERENCES src.fider_type (fider_type_id) MATCH SIMPLE
ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT,
CONSTRAINT antenna_from_post_loc_src_from_post_id_fk FOREIGN KEY
(loc_src_from_post_id)
REFERENCES src.loc_src_from_post (loc_src_from_post_id) MATCH SIMPLE
ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT
```

Таблиця **attenuation_fider_frequency** – «Залежність втрат у фідері від частоти» призначена для збереження даних про значення величини згасання сигналу у фідері, яке виміряне у заданих точках на шкалі частот. Таблиця реалізує зв'язок «багато до багатьох» між таблицями points_on_fr_sc та fider_type. Для отримання значення згасання фідера на заданій частоті, яка не співпадає з однією з точок на шкалі частот, що зберігаються в таблиці points_on_fr_sc, у БД створена процедура, що зберігається, яка реалізує метод лінійної інтерполяції/екстраполяції. У якості вузлів інтерполяції/екстраполяції використовуються дані, що зберігаються у таблиці attenuation_fider_frequency.

Таблиця 3.1.12 – Структура таблиці **attenuation_fider_frequency**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
points_on_fr_sc_id	integer		ID точки на шкалі частот
fider_type_id	integer		ID типу фідера
attenuation,	double precision	дБ	Значення втрат у фідері
CONSTRAINT attenuation_fider_frequency_points_on_fr_sc_id_fider_type_id_pk PRIMARY KEY (points_on_fr_sc_id , fider_type_id), CONSTRAINT attenuation_fider_frequency_fider_type_id_fk FOREIGN KEY (fider_type_id) REFERENCES src.fider_type (fider_type_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT attenuation_fider_frequency_points_on_fr_sc_id_fk FOREIGN KEY (points_on_fr_sc_id) REFERENCES src.points_on_fr_sc (points_on_fr_sc_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT			

Таблиця **src_sensitivity** – «Залежність чутливості ЗРМ від частоти» призначена для збереження даних про значення чутливості ЗРМ, яка виміряна в заданих точках на шкалі частот для заданої смуги пропускання ЗРМ. Таблиця

реалізує зв'язок «багато до багатьох» між таблицями `points_on_fr_sc` та `bandwidth_id`. Для отримання значення чутливості ЗРМ на заданій частоті, яка не співпадає ні з однією з точок на шкалі частот, створена процедура, яка реалізує метод лінійної інтерполяції/екстраполяції. У якості вузлів інтерполяції/екстраполяції використовуються дані, які зберігаються у таблиці `src_sensitivity`.

Таблиця 3.1.13 – Структура таблиці `src_sensitivity`

Назва поля	Тип даних, обмеження для поля	Одиниця виміру	Опис
<code>points_on_fr_sc_id</code>	integer		ID точки на шкалі частот
<code>bandwidth_id</code>	integer		ID смуги пропускання
<code>sensitivity</code>	double precision	дБм	Значення чутливості ЗРМ
CONSTRAINT <code>src_sensitivity_points_on_fr_sc_id_bandwidth_id_pk</code> PRIMARY KEY (<code>points_on_fr_sc_id</code> , <code>bandwidth_id</code>), CONSTRAINT <code>src_sensitivity_bandwidth_id_fk</code> FOREIGN KEY (<code>bandwidth_id</code>) REFERENCES <code>src.bandwidth</code> (<code>bandwidth_id</code>) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT <code>src_sensitivity_points_on_fr_sc_id_fk</code> FOREIGN KEY (<code>points_on_fr_sc_id</code>) REFERENCES <code>src.points_on_fr_sc</code> (<code>points_on_fr_sc_id</code>) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT			

Таблиця `src_sel_intermodulation` – «Залежність сприйнятливості ЗРМ до інтермодуляції від частоти» призначена для збереження даних про значення сприйнятливості ЗРМ до інтермодуляції, яка вимірюється в заданих точках на шкалі частот для заданої смуги пропускання ЗРМ. Таблиця реалізує зв'язок «багато до багатьох» між таблицями `points_on_fr_sc` та `bandwidth_id`. Для отримання значення сприйнятливості ЗРМ до інтермодуляції на заданій частоті, яка не співпадає з однією з точок на шкалі частот, у БД створена процедура, що зберігається, яка реалізує метод лінійної інтерполяції/екстраполяції. У якості вузлів інтерполяції/екстраполяції використовуються дані, що зберігаються в таблиці `src_sel_intermodulation`.

Таблиця 3.1.14 – Структура таблиці **src_sel_intermodulation**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
points_on_fr_sc_id	integer		ID точки на шкалі частот
bandwidth_id	integer		ID смуги пропускання
selectivity	double precision	дБм	Значення сприйнятливості ЗРМ до інтермодуляції
CONSTRAINT src_sel_intermodulation_points_on_fr_sc_id_bandwidth_id_pk PRIMARY KEY (points_on_fr_sc_id , bandwidth_id), CONSTRAINT src_sel_intermodulation_bandwidth_id_fk FOREIGN KEY (bandwidth_id) REFERENCES src.bandwidth (bandwidth_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT src_sel_intermodulation_points_on_fr_sc_id_fk FOREIGN KEY (points_on_fr_sc_id) REFERENCES src.points_on_fr_sc (points_on_fr_sc_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT			

Таблиця **src_sel_prohibition** – «Залежність сприйнятливості ЗРМ до блокування від частоти» призначена для збереження даних про значення сприйнятливості ЗРМ до блокування, виміряної в заданих точках на шкалі частот для заданої смуги пропускання ЗРМ. Таблиця реалізує зв'язок «багато до багатьох» між таблицями points_on_fr_sc та bandwidth_id. Для отримання значення сприйнятливості ЗРМ до блокування на заданій частоті, яка не співпадає з однією з точок на шкалі частот, у БД створена процедура, що зберігається, яка реалізує метод лінійної інтерполяції/екстраполяції. В якості вузлів інтерполяції/екстраполяції використовуються дані, що зберігаються в таблиці src_sel_prohibition.

Таблиця 3.1.15 – Структура таблиці **src_sel_prohibition**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
points_on_fr_sc_id	integer		ID точки на шкалі частот
bandwidth_id	integer		ID смуги пропускання
selectivity	double precision	дБм	Значення сприйнятливості ЗРМ до блокування

```

CONSTRAINT src_sel_prohibition_points_on_fr_sc_id_bandwidth_di_pk
PRIMARY KEY (points_on_fr_sc_id , bandwidth_id ),
CONSTRAINT src_sel_prohibition_bandwidth_id_fk FOREIGN KEY
(bandwidth_id)
REFERENCES src.bandwidth (bandwidth_id) MATCH SIMPLE
ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT,
CONSTRAINT src_sel_prohibition_points_on_fr_sc_id_fk FOREIGN KEY
(points_on_fr_sc_id)
REFERENCES src.points_on_fr_sc (points_on_fr_sc_id) MATCH SIMPLE
ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT

```

Таблиця **src_knd_fr** – «Залежність коефіцієнта підсилення антени ЗРМ від частоти» призначена для збереження даних про значення коефіцієнту підсилення антени (КПА) ЗРМ, який вимірюється в заданих точках на шкалі частот для заданої смуги пропускання ЗРМ. Таблиця реалізує зв'язок «багато до багатьох» між таблицями points_on_fr_sc та antenna_type_id. Для отримання значення КПА на заданій частоті, яка не співпадає ні з однією з точок на шкалі частот, у БД створена процедура, яка реалізує метод лінійної інтерполяції/екстраполяції. У якості вузлів інтерполяції/екстраполяції використовуються дані, що зберігаються в таблиці src_knd_fr.

Таблиця 3.1.16 – Структура таблиці **src_knd_fr**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
points_on_fr_sc_id	integer		ID точки на шкалі частот
antenna_type_id	integer		Номер типу антени
knd	double precision	дБ	Значення коефіцієнта підсилення антени ЗРМ
CONSTRAINT src_knd_fr_points_on_fr_sc_id_antenna_type_id_pk PRIMARY KEY (points_on_fr_sc_id , antenna_type_id), CONSTRAINT src_knd_fr_antenna_type_id_fk FOREIGN KEY (antenna_type_id) REFERENCES src.antenna_type (antenna_type_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT src_knd_fr_points_on_fr_sc_id_fk FOREIGN KEY (points_on_fr_sc_id) REFERENCES src.points_on_fr_sc (points_on_fr_sc_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT			

3.1.4.1.2 Схема баз даних радіоелектронних засобів

На рис. 3.1.17 наведена схема взаємозв'язку таблиць БД РЕЗ з використанням зовнішніх ключів.

Докладні і уточнені структури таблиць БД РЕЗ з описом усіх полів наведені нижче в таблицях 3.1.17 – 3.1.25.

Таблиця **filial** - «Філії» містить перелік усіх філій УДЦР, при цьому кожній з 26 філій призначений певний фіксований номер для подальшого використання.

Таблиця 3.1.17 – Структура таблиці **filial**

Назва поля	Тип даних	Опис
filial_id	serial	ID (ідентифікатор, порядковий номер) філії
filial_name	text	Назва філіалу
CONSTRAINT filial_pkey PRIMARY KEY (filial_id), CONSTRAINT filial_name_key UNIQUE (filial_name), CONSTRAINT filial_id_filial_check CHECK (filial_id >= 1 AND filial_id <= 26)		

Таблиця **r_technology** - «Радіотехнології» призначена для збереження даних про радіотехнології, що використовуються радіоелектронними засобами.

Таблиця 3.1.18 – Структура таблиці **r_technology**

Назва поля	Тип даних	Опис
r_technology_id	serial	ID радіотехнології
r_techn_name	text	Найменування радіотехнології
CONSTRAINT r_technology_pkey PRIMARY KEY (r_technology_id), CONSTRAINT r_technology_r_techn_name_key UNIQUE (r_techn_name)		

Таблиця **type_antenna** - «Типи антен» призначена для збереження даних про типи антен РЕЗ.

Таблиця 3.1.19 – Структура таблиці **type_antenna**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
type_antenna_id	serial		ID типу антени
type_ant_name	text		Найменування типу антени
max_knd	double precision	дБ	Максимальний КПА заданого типу
min_knd	double precision	дБ	Мінімальний КПА заданого типу
CONSTRAINT type_antenna_type_antenna_id_pk PRIMARY KEY (type_antenna_id), CONSTRAINT type_antenna_type_ant_name_unique UNIQUE (type_ant_name)			

Таблиця **polarization** - «Типи поляризації» призначена для збереження даних про можливі типи поляризації антен РЕЗ.

Таблиця 3.1.20 – Структура таблиці **polarization**

Назва поля	Тип даних	Опис
polarization_id	serial	ID типу поляризації
polarization_name	text	Найменування типу поляризації
CONSTRAINT polarization_polarization_id_pk PRIMARY KEY (polarization_id), CONSTRAINT polarization_polarization_name_unique UNIQUE (polarization_name)		

Таблиця **xx_ant_sept** - «Групи діаграм спрямованості антен» призначена для збереження даних про можливі значення четвертого та п'ятого символів коду діаграми спрямованості антени (ДСА) відповідно до рекомендації СЕРТ T/R 25-08 [131].

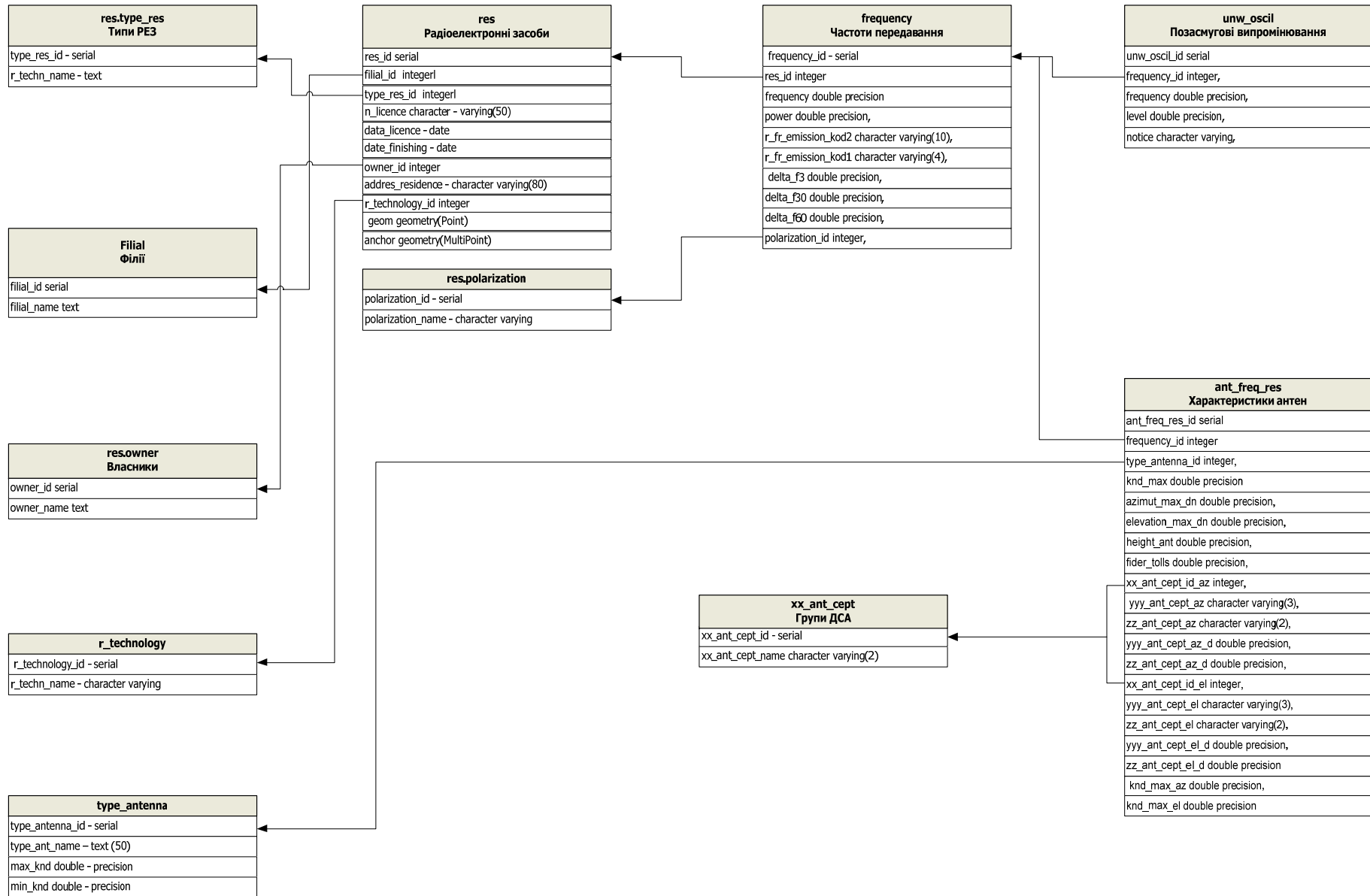


Рисунок 3.1.17 – Концептуальна схема БД радіоелектронних засобів

Таблиця 3.1.21 – Структура таблиці **xx_ant_sept**

Назва поля	Тип даних	Опис
xx_ant_sept_id	serial	ID групи ДСА
xx_ant_sept_name	text(2)	Можливе сполучення двох буквених символів, що характеризують тип групи кривих, які апроксимують ДСА: еліпс (EA, EB, EC, DE), коло (KA), лемніската (LA), кассіні (CA, CB, CC)
CONSTRAINT xx_ant_sept_xx_ant_sept_id_pk PRIMARY KEY (xx_ant_sept_id), CONSTRAINT xx_ant_sept_xx_ant_sept_name_unique UNIQUE (xx_ant_sept_name)		

Таблиця **res** - «Радіоелектронні засоби» призначена для збереження даних про зареєстровані РЕЗ у місцях їх розташування.

Таблиця 3.1.22 – Структура таблиці **res**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
res_id	serial		ID РЕЗ
filial_id	integer		ID філії
type_res_id	integer		ID типу РЕЗ
n_licence	text		Номер ліцензії
data_licence	date		Дата видачі ліцензії
date_finishing	date		Дата закінчення строку дії ліцензії
owner_id	integer		ID власника
adres_residence	text		Адреса розміщення РЕЗ
r_technology_id	integer		ID радіотехнології, за якою працює РЕЗ
geom	geometry(Point)	градуси	Місце розміщення РЕЗ
anchor	geometry(MultiPoint)	градуси	Службове поле

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
CONSTRAINT res_res_id_pk PRIMARY KEY (res_id), CONSTRAINT res_filial_id_fkey FOREIGN KEY (filial_id) REFERENCES filials.filial (filial_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT res_owner_id_owner_fk FOREIGN KEY (owner_id) REFERENCES res.owner (owner_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT res_type_res_id_type_res_fk FOREIGN KEY (type_res_id) REFERENCES res.type_res (type_res_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT res_n_licence_unique UNIQUE (n_licence)			

Таблиця **frequency** - «Частоти передавання» призначена для збереження параметрів випромінювання передавача РЕЗ на конкретній дозволений частоті.

Таблиця 3.1.23 – Структура таблиці **frequency**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
frequency_id	serial		ID дозволеної частоти
res_id	integer		ID РЕЗ
frequency	double precision	МГц	Значення дозволеної частоти
power	double precision	Вт	Потужність випромінювання передавача
r_fr_emission_kod1	text(4)		Перші чотири символи класу випромінювання
r_fr_emission_kod2	text(10)		Останні символи класу випромінювання
delta_f3	double precision	МГц	Ширина спектру випромінювання на рівні -3 дБ
delta_f30	double precision	МГц	Ширина спектру випромінювання на рівні -30 дБ
delta_f60	double precision	МГц	Ширина спектру випромінювання на рівні -60 дБ
polarization_id	integer		ID типу поляризації випромінювання

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
CONSTRAINT frequency_frequency_id_pk PRIMARY KEY (frequency_id), CONSTRAINT frequency_polarization_id_polarization_fk FOREIGN KEY (polarization_id) REFERENCES res.polarization (polarization_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT frequency_res_id_fkey FOREIGN KEY (res_id) REFERENCES res.res (res_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE CASCADE, CONSTRAINT frequency_res_id_frequency_unique UNIQUE (res_id , frequency)			

Таблиця **ant_freq_res** - «Характеристики антен» призначена для збереження характеристик антен для заданої частоти випромінювання РЕЗ.

Таблиця 3.1.24 – Структура таблиці **ant_freq_res**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
ant_freq_res_id	serial		ID характеристик антени на заданій частоті
frequency_id	integer		ID дозволеної частоти
type_antenna_id	integer		ID типу антени
knd_max	double precision	дБ	Максимальний КПА на заданій частоті
azimut_max_dn	double precision	градуси	Азимут максимуму ДСА передавача
elevation_max_dn	double precision	градуси	Кут місця максимуму ДСА передавача
height_ant	double precision	м	Висота підйому антени передавача над рівнем землі
fider_tolls	double precision	дБ	Значення втрат у фідері на заданій частоті
xx_ant_cept_id_az	integer		ID групи кривих, що апроксимують ДСА в азимутальній площині
yyy_ant_cept_az	text(3),		Перші три символи коду ДСА в азимутальній площині.
zz_ant_cept_az	text(2)		Шостий та сьомий символи коду ДСА в азимутальній площині.
yyy_ant_cept_az_d	double precision		Параметр, що кодується першими трьома символами коду ДСА в азимутальній площині.

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
zz_ant_cept_az_d	double precision		Параметр, що кодується шостим та сьомим символами коду ДСА в азимутальній площині.
xx_ant_cept_id_el	integer		ID групи кривих, що апроксимують ДСА в площині кута місця
yyy_ant_cept_el	text(3),		Перші три символи коду ДСА в площині кута місця.
zz_ant_cept_el	text(2)		Шостий та сьомий символи коду ДСА в площині кута місця
yyy_ant_cept_el_d	double precision		Параметр, що кодується першими трьома символами коду ДСА в площині кута місця.
zz_ant_cept_el_d	double precision		Параметр, що кодується шостим та сьомим символами коду ДСА в площині кута місця.
knd_max_az	double precision	дБ	Максимальне значення КПА в азимутальній площині на робочій частоті.
knd_max_el	double precision	дБ	Максимальне значення КПА в площині кута місця
CONSTRAINT ant_freq_res_id_pk PRIMARY KEY (ant_freq_res_id), CONSTRAINT ant_freq_res_frequency_id_fkey FOREIGN KEY (frequency_id) REFERENCES res.frequency (frequency_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE CASCADE, CONSTRAINT ant_freq_type_antenna_id_fk FOREIGN KEY (type_antenna_id) REFERENCES res.type_antenna (type_antenna_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT ant_freq_xx_ant_cept_id_az_xx_ant_cept_fk FOREIGN KEY (xx_ant_cept_id_az) REFERENCES res.xx_ant_cept (xx_ant_cept_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT ant_freq_xx_ant_cept_id_el_xx_ant_cept_fk FOREIGN KEY (xx_ant_cept_id_el) REFERENCES res.xx_ant_cept (xx_ant_cept_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT ant_freq_unique UNIQUE (frequency_id , azimuth_max_dn , elevation_max_dn)			

Таблиця **unw oscil** - «Позасмугові випромінювання» призначена для збереження параметрів позасмугових випромінювань передавача, що спостерігаються при роботі передавача на конкретній дозволений частоті.

Таблиця 3.1.25 – Структура таблиці **unw_oscil**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
unw_oscil_id	serial		ID позасмугового випромінювання
frequency_id	integer		ID дозволеної частоти передавача
frequency	double precision	МГц	Значення частоти позасмугового випромінювання
level	double precision	дБ	Рівень позасмугового випромінювання
notice	text		Примітки
CONSTRAINT unw_oscil_unw_oscil_id_pk PRIMARY KEY (unw_oscil_id), CONSTRAINT unw_oscil_frequency_id_fkey FOREIGN KEY (frequency_id) REFERENCES res.frequency (frequency_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE CASCADE, CONSTRAINT unw_oscil_frequency_id_frequency_unique UNIQUE (frequency_id , frequency)			

3.1.4.1.3 Схема баз даних електронної карти місцевості

На рис. 3.1.18 наведена схема взаємозв'язку таблиць БД ЕКМ з використанням зовнішніх ключів.

Конкретний опис шарів ЕКМ буде наведений в описі концептуальних схем локальних БД клієнтів, які використовують дані обраної філії.

Відповідно до стандарту надання даних ЕКМ інформація зберігається у шарах сегментів, підсегментів, узагальнюючих об'єктів. Докладні структури таблиць БД ЕКМ з описом усіх полів наведені нижче в таблицях 3.1.26-3.1.34.

Таблиця “**Segment**” - «Сегменти ЕКМ» призначена для зберігання сегментів ЕКМ. Усього існує вісім стандартизованих сегментів:

Сегмент 1. Математичні елементи, елементи планової і висотної основи.

Сегмент 2. Рельєф суходолу.

Сегмент 3. Гідрографія і гідротехнічні споруди.

Сегмент 4. Населені пункти.

Сегмент 5. Промислові, сільськогосподарські і соціально-культурні об'єкти.

Сегмент 6. Дорожня мережа і дорожні споруди.

Сегмент 7. Рослинний покрив і ґрунти.

Сегмент 8. Політико-адміністративний устрій, огорожі і окремі природні явища та об'єкти.

Таблиця 3.1.26 – Структура таблиці “**Segment**”

Назва поля	Тип даних	Опис
“Segment_id”	serial	ID сегменту
“SegmentName”	text	Назва сегменту
“DrawSegment”	boolean	Ознака необхідності відображення сегменту
“Prioritet”	integer	Порядок відображення шару сегменту
CONSTRAINT "Segment_Segment_id_pk" PRIMARY KEY ("Segment_id"), CONSTRAINT "Segment_SegmentName_unique" UNIQUE ("SegmentName")		

Таблиця “**Podsegment**” – «Підсегменти ЕКМ» призначена для зберігання підсегментів ЕКМ, таких як позначки висот, виражений горизонталями рельєф, населені пункти та інш.

Таблиця 3.1.27 – Структура таблиці “**Podsegment**”

Назва поля	Тип даних	Опис
"Podsegment_id"	serial	ID підсегменту
"PodsegmentName"	text	Назва підсегменту
"Segment_id"	integer	ID сегменту, до якого належить підсегмент
"DrawPodsegment"	boolean	Ознака необхідності відображення підсегменту
"Prioritet"	integer	Порядок відображення підсегменту в межах сегменту
CONSTRAINT "Podsegment_Podsegment_id_pk" PRIMARY KEY ("Podsegment_id"), CONSTRAINT "Podsegment_Segment_id_fk" FOREIGN KEY ("Segment_id") REFERENCES metadata."Segment" ("Segment_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT "Podsegment_PodsegmentName_unique" UNIQUE ("PodsegmentName")		

Таблиця “Subject” - «Узагальнюючі об’єкти ЕКМ» призначена для зберігання узагальнюючих об’єктів ЕКМ, таких як водотоки, автомобільні шляхи, квартали в населених пунктах та інш.

Таблиця 3.1.28 – Структура таблиці “Subject”

Назва поля	Тип даних	Опис
"Subject_id"	serial	ID узагальнюючого об’єкту
"SubjectName"	text	Назва узагальнюючого об’єкту
"Podsegment_id"	integer	ID підсегменту, до якого належить узагальнюючий об’єкт
"DrawSubject"	boolean	Ознака необхідності відображення узагальнюючого об’єкту
"Prioritet"	integer,	Порядок відображення узагальнюючого об’єкту в межах підсегменту
CONSTRAINT "Subject_Subject_id_pk" PRIMARY KEY ("Subject_id"), CONSTRAINT "Subject_Podsegment_id_fk" FOREIGN KEY ("Podsegment_id") REFERENCES metadata."Podsegment" ("Podsegment_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT "Subject_SubjectName_unique" UNIQUE ("SubjectName")		

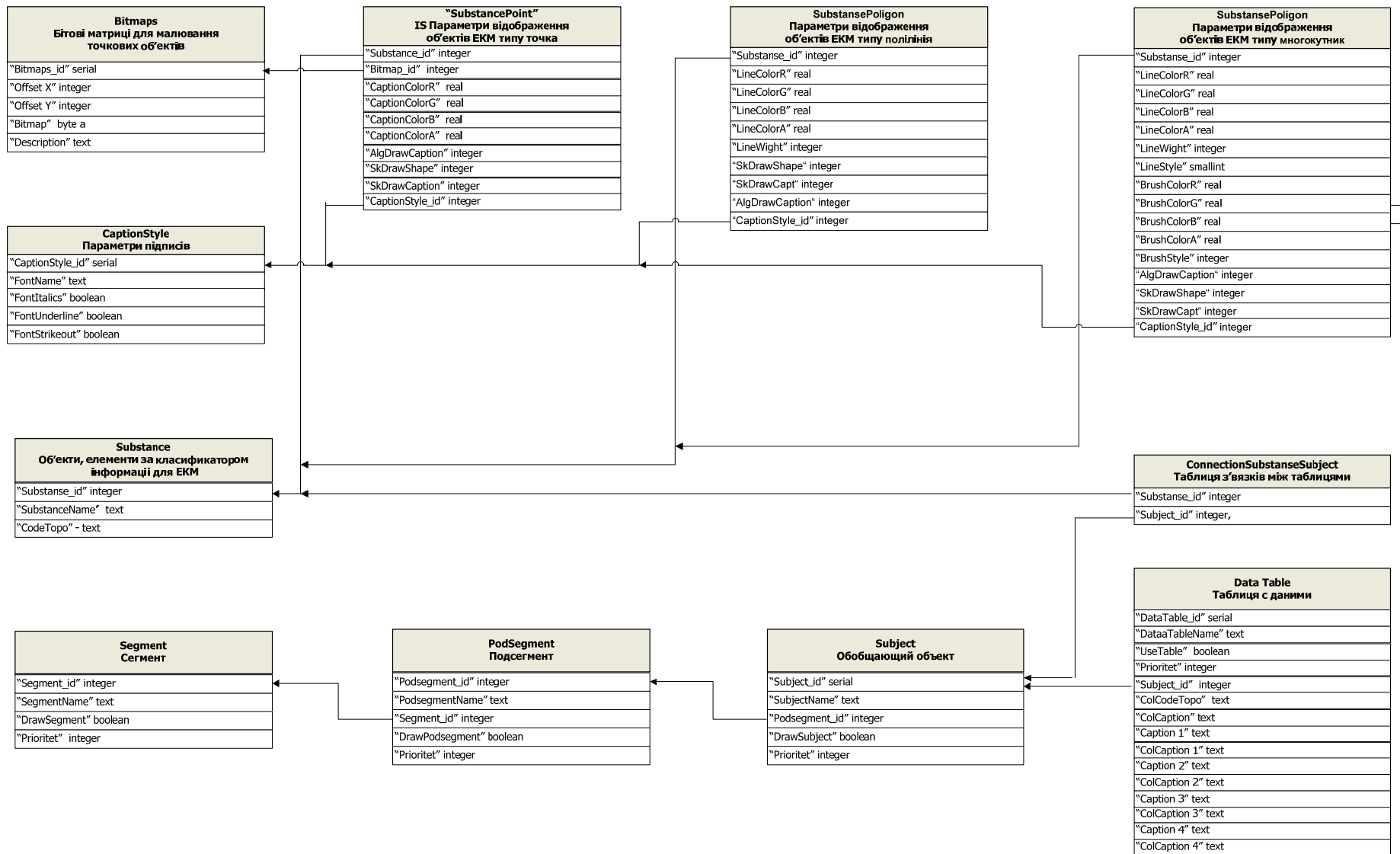


Рисунок 3.1.18 – Концептуальна схема БД електронної карти місцевості

Таблиця “DataTable” - «Об’єкти ЕКМ» зберігає інформацію про об’єкти, що відображаються на ЕКМ.

Таблиця 3.1.29 – Структура таблиці “**DataTable**”

Назва поля	Тип даних	Опис
"DataTable_id"	serial	ID об’єкту, що відображається на карті
"DataTableName"	text	Назва таблиці, в якій зберігаються відомості узагальнюючого об’єкту
"DrawTable"	boolean	Признак необхідності відображення узагальнюючого об’єкту
"Prioritet"	integer	Пріоритет відображення в межах підсегменту
"Subject_id"	integer	IDНомер об’єкту згідно таблиці Subject
"ColCodeТоро"	text	Назва поля таблиці, в якій зберігається значення типу об’єкта згідно класифікатору об’єктів ЕКМ
"Caption1"	text	Підпис який визначається користувачем під об’єктом
"ColCaption1"	text	Назва поля таблиці, в якій зберігається інформація про об’єкт.
"Caption2"	text	Назва поля таблиці, в якій зберігається інформація що визначається користувачем до об’єкта.
"ColCaption2"	text	Назва поля таблиці, в якій зберігається інформація про об’єкт.
"Caption3"	text	Назва поля таблиці, в якій зберігається інформація що визначається користувачем до об’єкта.
"ColCaption3"	text	Назва поля таблиці, в якій зберігається інформація про об’єкт.
"Caption4"	text	Назва поля таблиці, в якій зберігається інформація що визначається користувачем до об’єкта.
"ColCaption4"	text	Назва поля таблиці, в якій зберігається інформація про об’єкт.
CONSTRAINT "DataTable_DataTable_id_pk" PRIMARY KEY ("DataTable_id"), CONSTRAINT "DataTable_Subject_id_fk" FOREIGN KEY ("Subject_id") REFERENCES metadata."Subject" ("Subject_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT "DataTable_DataTableName_unique" UNIQUE ("DataTableName")		

Таблиця “Substance” – «Об’єкти ЕКМ згідно класифікатору» призначена для зберігання інформації про об’єкти ЕКМ відповідно до класифікатору.

Таблиця 3.1.30 – Структура таблиці “Substance”

Назва поля	Тип даних	Опис
"Substance_id"	serial	ID об’єкту ЕКМ
"SubstanceName"	text	Назва об’єкту згідно класифікатору
"CodeTopo"	text(10)	Код об’єкту згідно класифікатору
CONSTRAINT "Substance_id_pk" PRIMARY KEY ("Substance_id"), CONSTRAINT "Substance_CodeTopo_unik" UNIQUE ("CodeTopo"), CONSTRAINT "Substance_SubstanceName_unik" UNIQUE ("SubstanceName")		

Таблиця “SubstancePoint” - «Точкові об’єкти» зберігає інформацію про параметри відображення точкових об’єктів ЕКМ.

Таблиця 3.1.31 – Структура таблиці “SubstancePoint”

Назва поля	Тип даних	Опис
"Substance_id"	integer	ID об’єкту згідно таблиці Substance
"Bitmap_id"	integer,	ID графічного образу, який буде відображено на ЕКМ для точкового об’єкту
"CaptionColorR"	real	Червона складова кольору, яким буде відображатися підпис об’єкту
"CaptionColorG"	real	Зелена складова кольору, яким буде відображатися підпис об’єкту
"CaptionColorB"	real	Блакитна складова кольору, яким буде відображатися підпис об’єкту
"CaptionColorA"	real	Параметр, який відображує прозорість відображення підпису об’єкту
"AlgDrawCaption"	integer	Товщина лінії відображення підпису
"SkDrawShape"	integer	Масштаб ЕКМ, починаючи з якого відображується фігура
"SkDrawCaption"	integer	Масштаб ЕКМ, починаючи з якого відображується підпис
"CaptionStyle_id"	integer	ID стилю підпису

Назва поля	Тип даних	Опис
CONSTRAINT "SubstansePoint_Substanse_id_pk" PRIMARY KEY ("Substanse_id"), CONSTRAINT "SubctansePoint_Bitmap_id_fk" FOREIGN KEY ("Bitmap_id") REFERENCES metadata."Bitmaps" ("Bitmaps_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT "SubstansePoint_CaptionStyle_id_fk" FOREIGN KEY ("CaptionStyle_id") REFERENCES metadata."CaptionStyle" ("CaptionStyle_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT "SubstansePoint_Substanse_id_fk" FOREIGN KEY ("Substanse_id") REFERENCES metadata."Substanse" ("Substanse_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE NO ACTION ON DELETE NO ACTION		

Таблиця **“SubstansePoliline”** - «Лінійні об’єкти» зберігає інформацію про параметри відображення лінійних об’єктів ЕКМ.

Таблиця 3.1.32 – Структура таблиці **“SubstansePoliline”**

Назва поля	Тип даних	Опис
"Substanse_id"	integer	ID об’єкту згідно таблиці Substanse
"LineColorR"	real	Червона складова кольору, яким буде відображатися лінія об’єкту
"LineColorG"	real	Зелена складова кольору, яким буде відображатися лінія об’єкту
"LineColorB"	real	Блакитна складова кольору, яким буде відображатися лінія об’єкту
"LineColorA"	real	Параметр, який відображує прозорість лінії відображення об’єкту
"LineWidth"	integer	Товщина лінії відображення об’єкту
"SkDrawShape"	integer	Масштаб ЕКМ, починаючи з якого відображується об’єкт
"SkDrawCaption"	integer	Масштаб ЕКМ, починаючи з якого відображується підпис до об’єкту
"AlgDrawCaption"	integer	Алгоритм відображення підпису до об’єкту
"CaptionStyle_id"	integer	ID стилю відображення підпису
"LineStyle"	integer	Номер стилю відображення лінії

Назва поля	Тип даних	Опис
CONSTRAINT "SubstancePoliline_Substance_id_pk" PRIMARY KEY ("Substance_id"), CONSTRAINT "SubstancePoliline_CaptionStyle_id_fk" FOREIGN KEY ("CaptionStyle_id") REFERENCES metadata."CaptionStyle" ("CaptionStyle_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT "SubstancePoliline_Substance_id_fk" FOREIGN KEY ("Substance_id") REFERENCES metadata."Substance" ("Substance_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT		

Таблиця “**SubstancePolygon**” - «Площинні об’єкти» зберігає інформацію про параметри відображення площинних об’єктів (полігонів) ЕКМ.

Таблиця 3.1.33 – Структура таблиці “**SubstancePolygon**”

Назва поля	Тип даних	Опис
"Substance_id"	integer	ID об’єкту згідно таблиці Substance
"LineColorR"	real	Червона складова кольору, яким буде відображатися лінія межі площинного об’єкту
"LineColorG"	real	Зелена складова кольору, яким буде відображатися лінія межі площинного об’єкту
"LineColorB"	real	Блакитна складова кольору, яким буде відображатися лінія межі площинного об’єкту
"LineColorA"	real	Параметр, який відображає прозорість лінії межі площинного об’єкту
"LineWidth"	integer	Товщина лінії відображення межі площинного об’єкту
"LineStyle"	smallint	Стиль відображення лінії межі площинного об’єкту
"BrushColorR"	real	Червона складова кольору, яким буде відображатися внутрішня зона площинного об’єкту
"BrushColorG"	real	Зелена складова кольору, яким буде відображатися внутрішня зона площинного об’єкту
"BrushColorB"	real	Блакитна складова кольору, яким буде відображатися внутрішня зона площинного об’єкту

Назва поля	Тип даних	Опис
"BrushColorA"	real	Параметр, який відображує прозорість відображення внутрішньої зони площинного об'єкту
"BrushStyle"	integer	Стиль відображення внутрішньої зони площинного об'єкту
"AlgDrawCaption"	integer	Алгоритм відображення підпису до об'єкту
"SkDrawShape"	integer	Масштаб відображення об'єкту
"SkDrawCaption"	integer	Масштаб відображення підпису
"CaptionStyle_id"	integer	ID стилю відображення підпису до об'єкта
CONSTRAINT "SubstancePoligone_Substance_id_pk" PRIMARY KEY ("Substance_id"), CONSTRAINT "SubstancePoigone_Substance_id_fk" FOREIGN KEY ("Substance_id") REFERENCES metadata."Substance" ("Substance_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT "SubstancePoligon_CaptionStyle_id_fk" FOREIGN KEY ("CaptionStyle_id") REFERENCES metadata."CaptionStyle" ("CaptionStyle_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT		

Таблиця **“CaptionStyle”** – «Стилі підписів» зберігає параметри відображення підписів об'єктів ЕКМ.

Таблиця 3.1.34 – Структура таблиці **“CaptionStyle”**

Назва поля	Тип даних	Опис
"CaptionStyle_id"	serial	ID стилю відображення підпису
"CaptionStyleName"	text	Назва стилю відображення підпису
"FontName"	text	Назва шрифту
"FontSize"	integer	Розмір шрифту
"FontItalics"	boolean	Ознака нахилу шрифту
"FontUnderline"	boolean	Ознака підкреслення шрифту
"FontStrikeout"	boolean	Ознака перекреслення шрифту
CONSTRAINT "CaptionStyle_CaptionStyle_id_pk" PRIMARY KEY ("CaptionStyle_id"), CONSTRAINT "CaptionStyle_All_Unik" UNIQUE ("FontName" , "FontSize" , "FontItalics" , "FontUnderline" , "FontStrikeout"), CONSTRAINT "CaptionStyle_CaptionStyleName_unique" UNIQUE ("CaptionStyleName")		

Таблиця **“Bitmaps”** - «Графічні образи» зберігає графічні образи точкових об’єктів ЕКМ.

Таблиця 3.1.35 – Структура таблиці **“Bitmaps”**

Назва поля	Тип даних	Опис
"Bitmaps_id"	serial	ID графічного образу
"OffsetX"	integer	Зсув координати X відносно лівого краю
"OffsetY"	integer	Зсув координати Y відносно нижнього краю
"Bitmap"	bytea	Зображення графічного образу
"description"	text	Опис графічного образу
CONSTRAINT "Bitmaps Bitmaps_id_pk" PRIMARY KEY ("Bitmaps_id"), CONSTRAINT "Bitmaps_description_unique" UNIQUE (description)		

Таблиця **“ConnexionSubstanceSubject”** – «Зв’язок класифікатора з об’єктами» забезпечує зв’язок між об’єктами ЕКМ згідно класифікатору і реальними об’єктами електронної карти.

Таблиця 3.1.36 – Структура таблиці **“ConnexionSubstanceSubject”**

Назва поля	Тип даних	Опис
"Substance_id"	integer	ID об’єкту згідно класифікатору
"Subject_id"	integer	ID узагальнюючого об’єкту
CONSTRAINT "ConnexionSubstanceSubject_pk" PRIMARY KEY ("Substance_id" , "Subject_id"), CONSTRAINT "ConnexionSubstanceSubject_Subject_id_fk" FOREIGN KEY ("Subject_id") REFERENCES metadata."Subject" ("Subject_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT "ConnexionSubstanceSubject_Substance_id_fk" FOREIGN KEY ("Substance_id") REFERENCES metadata."Substance" ("Substance_id") MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT		

3.1.4.2 Концептуальні схеми баз даних клієнтської складової

Схеми баз даних ЗРМ, РЕЗ та ЕКМ клієнтської частини практично співпадають з серверною частиною, але, враховуючи, що клієнтом обирається конкретна філія, із ЦБД РЕЗ, ЗРМ, ЕКМ в клієнтську БД зчитуються рядки, які відносяться до обраної філії. Тому у БД клієнтської частини відсутній стовбець **filial_id** у таблицях **src.post_rc** та **res.res**.

Надалі наведений опис таблиць, які відрізняються від таблиць ЦБД і стосуються тільки клієнтської частини.

З метою збільшення швидкодії зроблені «нарізки» на філії та нанесені будинки і вулиці в обласних центрах, необхідні для проведення розрахунків та орієнтації користувача.

3.1.4.2.1 Схема баз даних шарів електронної карти місцевості

Докладні структури таблиць БД ЕКМ клієнтської частини з описом усіх полів наведені нижче в таблицях 3.1.37 – 3.1.49.

Кожний шар ЕКМ представлений окремою таблицею, яка обов'язково містить такі поля:

- gid - графічний ідентифікатор (GID) об'єктів карти;
- id - ідентифікатор (ID) об'єктів;
- codetopo - 8-значковий топографічний код згідно класифікатора ЕКМ;
- geom - координати об'єктів.

Таблиця **block** – «Квартали» містить границі кварталів населених пунктів.

Таблиця 3.1.37 – Структура таблиці **block**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID границь
id	integer	ID кварталу
codetopo	text(8)	Топографічний код

Назва поля	Тип даних	Опис
geom	geometry(MultiPolygon)	Координати
CONSTRAINT block_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **bound** – «Границі областей» містить границі областей України.

Таблиця 3.1.38 – Структура таблиці **bound**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID границь
id	integer	ID області
name	text	Назва області
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiPolygon)	Координати
CONSTRAINT bound_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **bridge** – «Містки» містить границі мостів обласних центрів.

Таблиця 3.1.39 – Структура таблиці **bridge**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID границь
id	integer	ID мосту
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiPolygon)	Координати
CONSTRAINT bridge_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **building** – «Будівлі» містить границі та поверховість будівель обласних центрів.

Таблиця 3.1.40 – Структура таблиці **building**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID границь
id	integer	ID будівлі
floor	integer	Кількість поверхів
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiPolygon)	Координати
CONSTRAINT building_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **hydro_line** – «Водотоки» містить лінії водотоків (ріки, струмки і т.і.).

Таблиця 3.1.41 – Структура таблиці **hydro_line**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID лінії
id	integer	ID водотока
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiLineString)	Координати
CONSTRAINT hydro_line_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **hydro_region** – «Водойми» містить границі водоймищ (моря, озера і т.і.).

Таблиця 3.1.42 – Структура таблиці **hydro_region**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID границь
id	integer	ID водоймища
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiPolygon)	Координати
CONSTRAINT hydro_region_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **railway** – «Залізничні шляхи» містить лінії залізничних шляхів.

Таблиця 3.1.43 – Структура таблиці **railway**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID лінії
id	integer	ID залізничного шляху
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiLineString)	Координати
CONSTRAINT railway_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **relief** – «Рельєф» містить ізолінії рельєфу місцевості.

Таблиця 3.1.44 – Структура таблиці **relief**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
gid	serial		GID лінії
id	integer		ID ізолінії
height	double precision	м	Висота
codetopo	text(8)		Топографічний код
geom	geometry(MultiLineString)		Координати
CONSTRAINT relief_pkey PRIMARY KEY (gid)			

Таблиця **road** – «Автомобільні шляхи» містить лінії автомобільних шляхів.

Таблиця 3.1.45 – Структура таблиці **road**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID лінії
id	integer	ID автомобільного шляху
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiLineString)	Координати
CONSTRAINT road_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **settlement** – «Населені пункти» містить границі населених пунктів.

Таблиця 3.1.46 – Структура таблиці **settlement**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID границь
id	integer	ID населеного пункту
name	text	Назва населеного пункту
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiPolygon)	Координати
CONSTRAINT settlement_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **squary** – «Майдани» містить границі майданів обласних центрів.

Таблиця 3.1.47 – Структура таблиці **squary**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID границь
id	integer	ID майдану
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiPolygon)	Координати
CONSTRAINT squary_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **street** – «Вулиці» містить лінії вулиць обласних центрів.

Таблиця 3.1.48 – Структура таблиці **street**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID лінії
id	integer	ID вулиці
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiLineString)	Координати
CONSTRAINT street_pkey PRIMARY KEY (gid)		

Таблиця **vegetation** – «Рослинність» містить границі рослинного покриву.

Таблиця 3.1.49 – Структура таблиці **vegetation**

Назва поля	Тип даних	Опис
gid	serial	GID границь
id	integer	ID рослинного покриву
codetopo	text(8)	Топографічний код
geom	geometry(MultiPolygon)	Координати
CONSTRAINT vegetation_pkey PRIMARY KEY (gid)		

3.1.4.2.2 Схема баз даних зон електромагнітної доступності та захисних зон

Структури таблиць БД зон радіодоступності та захисних зон клієнтської частини з описом усіх полів наведені нижче в таблицях 3.1.50 – 3.1.53.

Таблиця **planned_srk** – «ЗРМ, що плануються» містить параметри ЗРМ, що плануються до використання (гіпотетичних, дослідних ЗРМ).

Таблиця 3.1.50 – Структура таблиці **planned_srk**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
id	serial		ID ЗРМ, що планується
name	text		Умовна назва ЗРМ
p_min	double precision	дБм	Чутливість
delta_f3	double precision	МГц	Ширина смуги пропускання
h2	double precision,	м	Висота антени
x	double precision,	градуси	Довгота
y	double precision,	градуси	Широта
lr	double precision,	дБ	Втрати у фідері
kr	double precision,	дБ	Коефіцієнт підсилення антени
pinter	double precision,	дБм	Сприйнятливність за інтермодуляцією
pblock	double precision,	дБм	Сприйнятливність за блокуванням
CONSTRAINT planned_srk_pkey PRIMARY KEY (id)			

Таблиця **transmitter_model** – «Еталонні передавачі» містить параметри еталонних передавачів, за якими будуються зони радіодоступності та захисні зони.

Таблиця 3.1.51 – Структура таблиці **transmitter_model**

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
transm_mod_id	serial		ID передавача
name	text		Умовна назва передавача
height	double precision	м	Висота антени
power	double precision	Вт	Потужність
frequency	double precision	МГц	Несівна частота
delta_f3	double precision	МГц	Ширина смуги випромінювання
kt	double precision	дБ	Коефіцієнт підсилення антени
lt	double precision	дБ	Втрати у фідері
CONSTRAINT transmitter_model_pkey PRIMARY KEY (transm_mod_id)			

Таблиця **zona_ra_active** – «Зони діючих ЗРМ» містить результати розрахунку зон для діючих ЗРМ.

Таблиця 3.1.52 – Структура таблиці **zona_ra_active**

Назва поля	Тип даних	Опис
id	serial	ID зони
id_transm	integer	ID еталонного передавача
post_rc_id	integer	ID поста радіоконтролю
type_src_id	integer	ID типу ЗРМ
bandwidth_id	integer	ID смуги пропускання ЗРМ
lr, lg, lb, la	double precision	Складові кольору границі зони
pr, pg, pb, pa	double precision	Складові кольору зафарбування зони
l_width	integer	Товщина границі зони
p_stiple	integer	Стиль зафарбування зони
font	integer	ідентифікатор шрифту підпису ЗРМ

Назва поля	Тип даних	Опис
zone_1, zone_2, zone_3, zone_4	geometry (MultiPolygon)	Розрахункові зони в кожному з 4-х квадрантів
CONSTRAINT zona_ra_active_pkey PRIMARY KEY (id), CONSTRAINT zona_ra_active_bandwidth_id_fkey FOREIGN KEY (bandwidth_id) REFERENCES src.bandwidth (bandwidth_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE CASCADE, CONSTRAINT zona_ra_active_post_rc_id_fkey FOREIGN KEY (post_rc_id) REFERENCES src.post_rc (post_rc_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE CASCADE, CONSTRAINT zona_ra_active_type_src_id_fkey FOREIGN KEY (type_src_id) REFERENCES src.type_src (type_src_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE CASCADE		

Таблиця **zona_ra_planned** – «Зони ЗРМ, що плануються» містить результати розрахунку зон для ЗРМ, що плануються.

Таблиця 3.1.53 – Структура таблиці **zona_ra_planned**

Назва поля	Тип даних	Опис
id	serial	ID зони
id_transm	integer	ID еталонного передавача
id_rec	integer	ID приймача
lr, lg, lb, la	double precision	Складові кольору границі зони
pr, pg, pb, pa	double precision	Складові кольору зафарбування зони
l_width	integer	Товщина границі зони
p_stiple	integer	Стиль зафарбування зони
font	integer	Номер шрифту підпису СРК
zone_1, zone_2, zone_3, zone_4	geometry (MultiPolygon)	Розрахункові зони в кожному з 4-х квадрантів
CONSTRAINT zona_ra_planned_pkey PRIMARY KEY (id), CONSTRAINT zona_ra_planned_id_rec_fkey FOREIGN KEY (id_rec) REFERENCES etalon_transmitter.planned_srk (id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE CASCADE		

3.2 Розроблення інформаційно-розрахункової системи територіально-частотно-апаратного планування і оптимізації функціональної структури систем радіочастотного моніторингу радіочастотного ресурсу

3.2.1 Структурно-функціональна схема розробленого клієнт-серверного варіанту програмного забезпечення інформаційно-розрахункової системи

Розглянемо побудову основних складових розробленого клієнт-серверного варіанту ІРС під найменуванням «Радіомоніторинг-М» [145-149]. Узагальнена структура і функціональні зв'язки основних компонентів ІРС представлені на рис. 3.2.1.

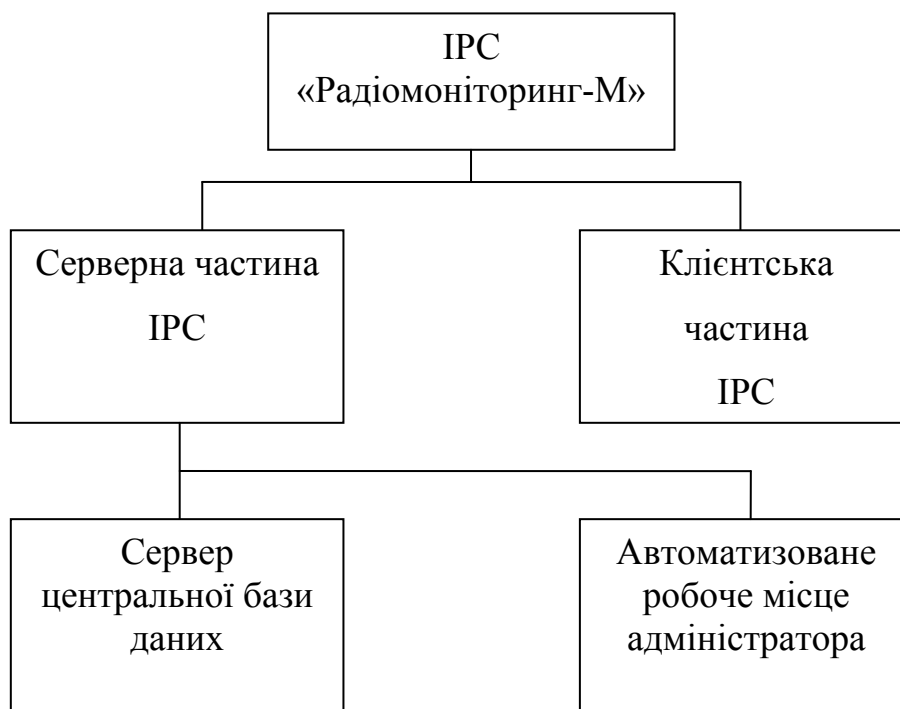


Рисунок 3.2.1 – Структура і функціональні зв'язки основних компонентів ІРС «Радіомоніторинг-М»

Структурно-функціональна схема розробленої ІРС «Радіомоніторинг-М» представлена на рис. 3.2.2. Архітектурно ІРС складається з двох основних взаємодіючих частин: серверної і клієнтської.

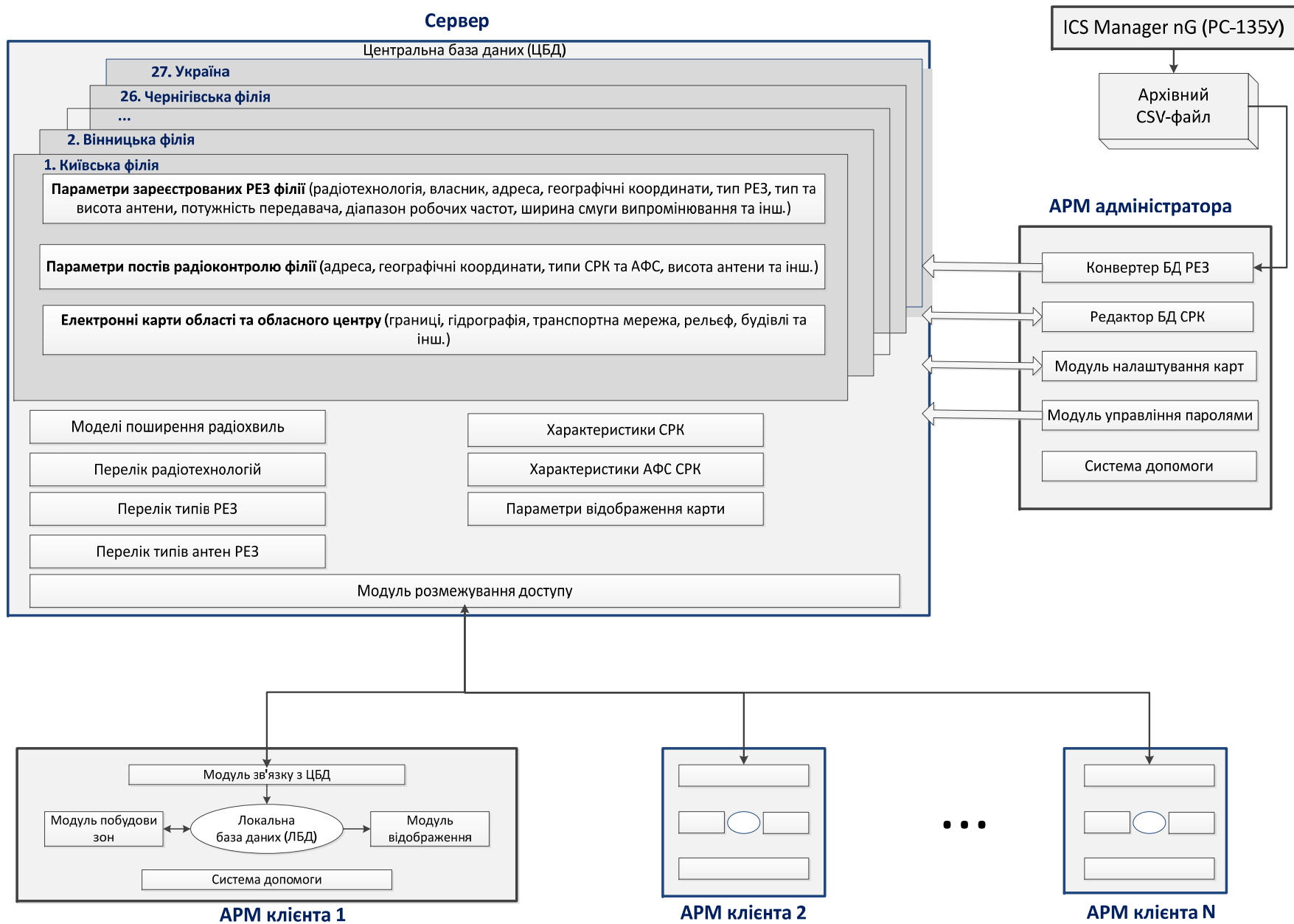


Рисунок 3.2.2 – Структурно-функціональна схема ІРС «Радіомониторинг-М»

Серверна частина включає сервер та автоматизоване робоче місце (АРМ) адміністратора [150] і призначена для зберігання виконуємих процедур, що реалізують основні функції ІРС, ведення центральної бази даних (ЦБД) по ЗРМ, РЕЗ і ЕКМ за допомогою АРМ адміністратора і підтримки функціонування клієнт-серверної архітектури. Клієнтська частина складається з незалежних один від одного АРМ і призначена для безпосереднього проведення всіх необхідних розрахунків віддаленими користувачами.

Для виконання зазначених в р. 3.1.2 функцій розробленої інформаційної технології серверна частина ІРС в цілому забезпечує:

- ведення ЦБД, яка містить інформацію про зареєстровані РЕЗ, пости радіоконтролю, ЕКМ України, а також процедури для проведення всіх необхідних розрахунків;
- забезпечення безпеки ЦБД шляхом аутентифікації на рівні хоста, аутентифікації на рівні користувача і його паролю, шифрування паролів та їх оперативної зміни у випадку розкриття;
- надання доступу до ЦБД адміністратору та віддаленим користувачам (клієнтам) з розмежуванням прав доступу;
- імпорт адміністративних і технічних даних стосовно РЕЗ, які мають дозволи на експлуатацію в Україні, із єдиної бази даних обліку РЕЗ автоматизованого робочого місця ICS Manager та/або РС-135У через архівні CSV-файли;
- редагування інформації стосовно характеристик ЗРМ та постів радіоконтролю;
- налагодження шарів ЕКМ.

Одночасно клієнтська частина забезпечує виконання таких функцій:

- вибір і запит користувачем регіону (Україна або одна з 26 областей) для проведення розрахунків;
- отримання з сервера ЦБД та передачу в свою локальну базу даних (ЛБД) всієї необхідної інформації по вибраному регіону;

- автоматичний вибір моделі ПРХ згідно Рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку Р.1546-4 в діапазоні частот 30-3000 МГц і Р.526-12 [124, 125] в діапазоні частот вище 3000 МГц;
- автоматизований розрахунок і прийняття рішення про радіодоступність або недоступність конкретним ЗРМ випромінювань РЕЗ певної радіотехнології і можливості створення цими випромінюваннями завад інтермодуляції і/або блокування;
- автоматизований розрахунок зон ЕМД і захисних зон навколо ЗРМ від завад інтермодуляції і блокування;
- відображення результатів розрахунків на ЕКМ;
- зберігання результатів розрахунків в ЛБД для їх подальшого аналізу і формування звітів.

3.2.2 Структура і склад функціонального програмного забезпечення серверної і клієнтської складових інформаційно-розрахункової системи

Структура функціонального програмного забезпечення (ФПЗ) сервера ЦБД «etalon» представлена на рис. 3.2.3.

До складу ФПЗ сервера входять:

- СУБД PostgreSQL 9.1;
- база даних (БД) ЗРМ в межах України;
- БД РЕЗ в межах України;
- БД ЕКМ по філіям №№1...26 і в межах України (№27);
- база знань (БЗ), що забезпечує розрахунки напруженості електромагнітного поля (ЕМП) згідно з рекомендаціями ITU-R P.525-2, ITU-R P.526-12, ITU-R P.1546-4, методики Окумура-Хата;
- БЗ, що забезпечує розрахунки зон радіопокриття;
- БЗ, що забезпечує розрахунки зон ЕМД;
- БЗ, що забезпечує розрахунки зон захисту ЗРМ від завад інтермодуляції;

– БЗ, що забезпечує розрахунки зон захисту ЗРМ від блокування.

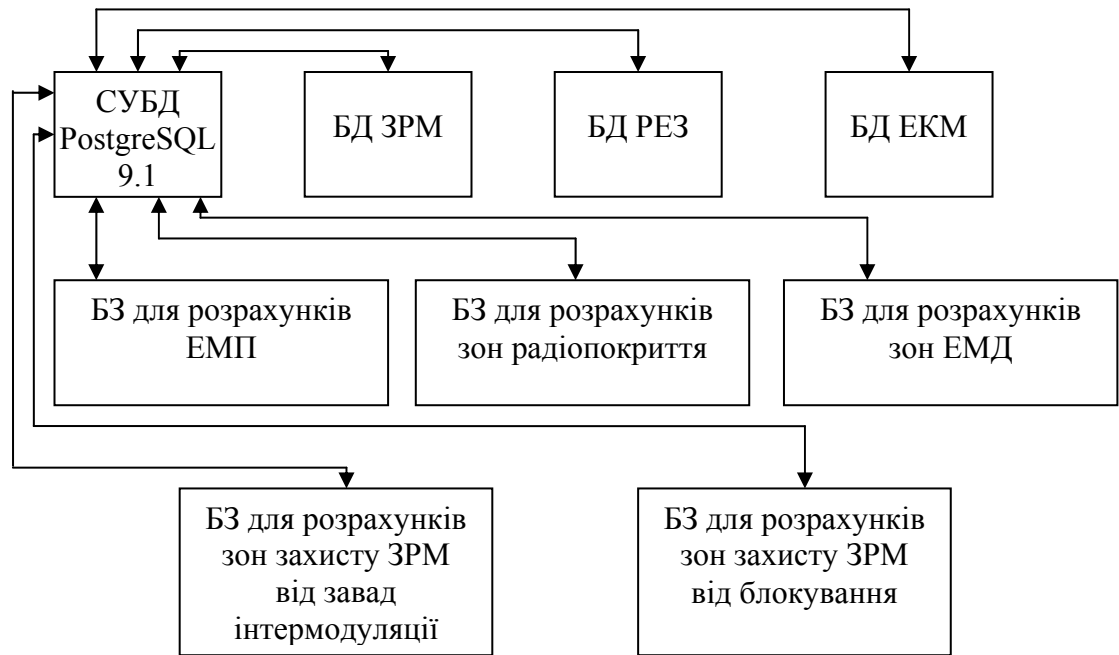


Рисунок 3.2.3 – Структура ФПЗ сервера ЦБД «etalon»

Управління ФПЗ сервера здійснюється з АРМ адміністратора. Структура ФПЗ АРМ адміністратора представлена на рис. 3.2.4.

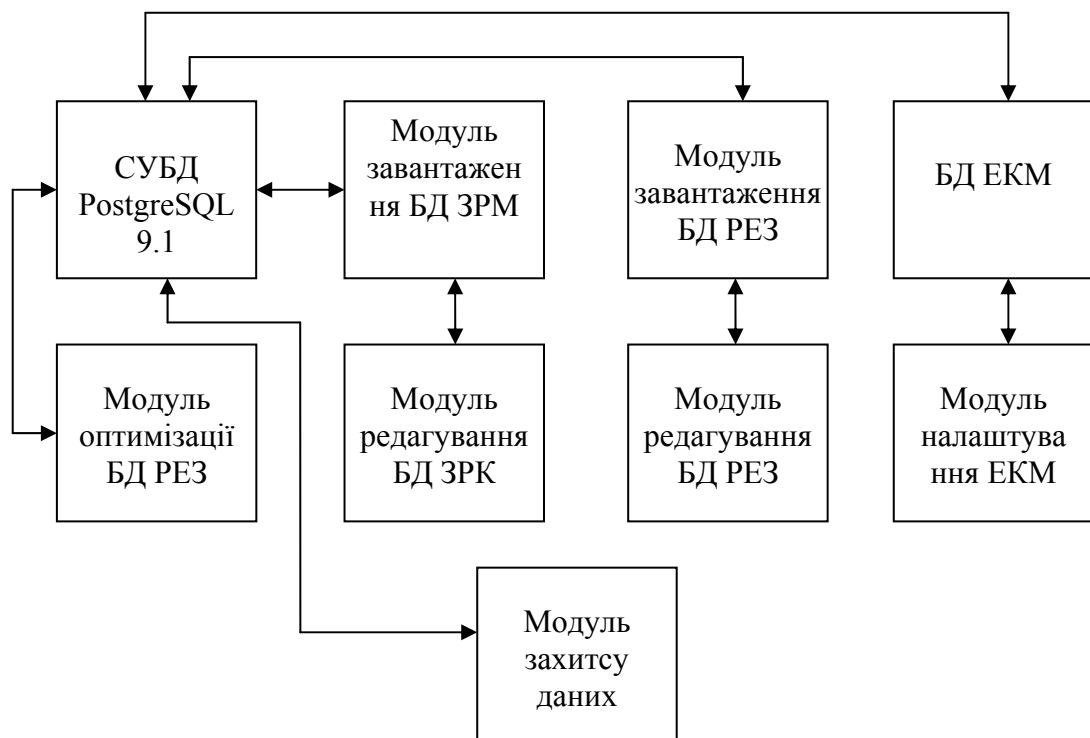


Рисунок 3.2.4 - Структура ФПЗ АРМ адміністратора

До складу ФПЗ АРМ адміністратора входять:

- СУБД PostgreSQL 9.1;
- модуль завантаження БД ЗРМ;
- модуль редагування БД ЗРМ;
- модуль завантаження БД РЕЗ;
- модуль редагування БД РЕЗ;
- модуль оптимізації БД РЕЗ;
- модуль налаштування ЕКМ;
- модуль забезпечення авторизації, розмежування прав доступу та захисту даних від несанкціонованого доступу.

Структурна схема ФПЗ клієнтської складової ІРС приведена на рис. 3.2.6.

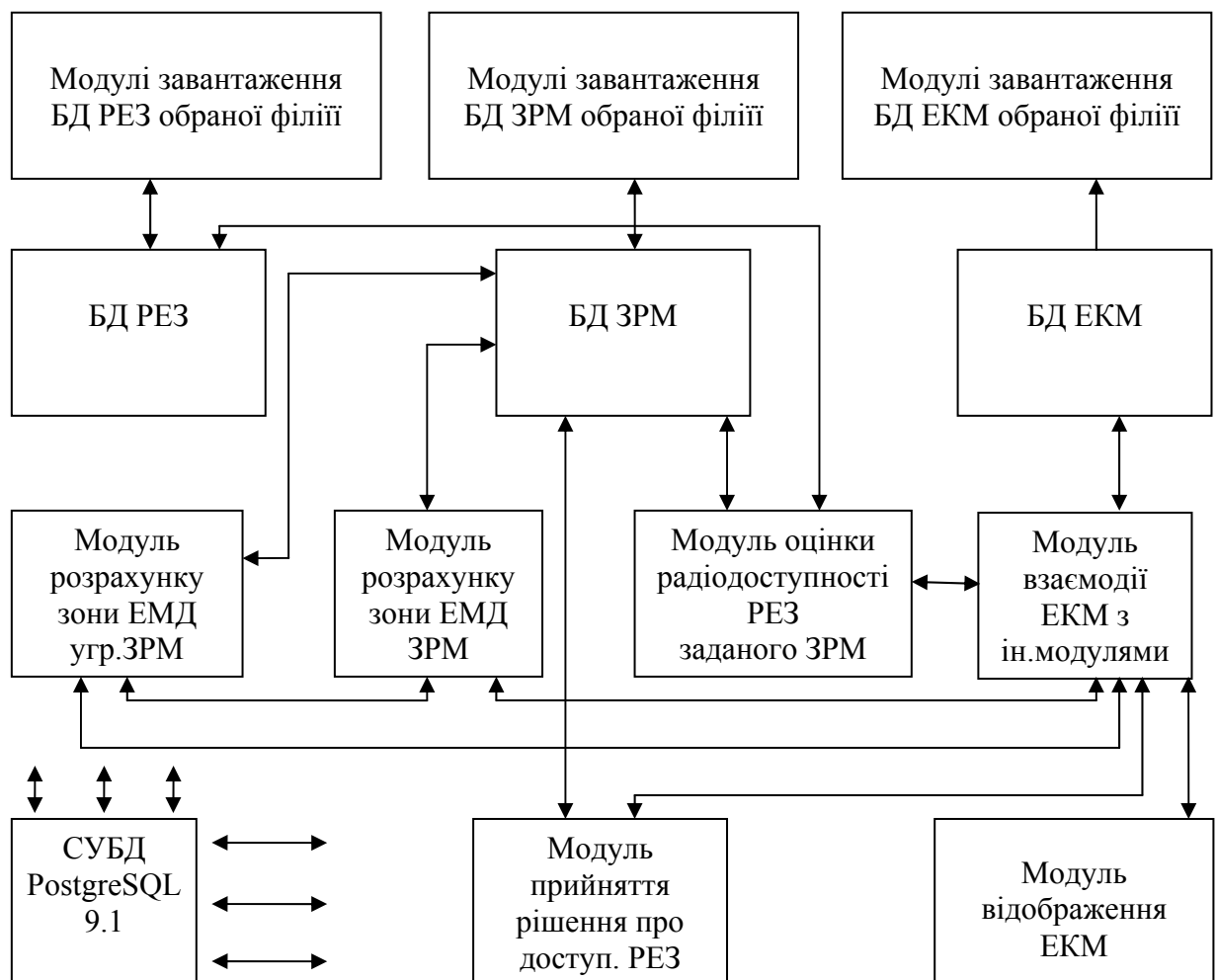


Рисунок 3.2.6 – Структура ФПЗ клієнтської складової ІРС

Модулі завантаження баз даних РЕЗ, ЗРМ і ЕКМ обраної філії забезпечують актуальний стан інформації, що використовується при розрахунках, і реалізовані у вигляді протоколу обміну баз даних серверної і клієнтської частин (виконавчий модуль «ZoneSync»).

Бази даних РЕЗ, ЗРМ і ЕКМ містять адміністративні і визначені в р. 3.1.6 тактико-технічні дані, необхідні для проведення розрахунків.

База даних РЕЗ містить: координати передавачів РЕЗ, їх потужність, типи випромінювань, коефіцієнти посилення і діаграми спрямованості антен, дані про їх просторову орієнтацію, відомості про власника РЕЗ і т.ін.

База даних ЗРМ містить: координати постів радіоконтролю, відомості про розміщення ЗРМ різних типів на постах контролю, режими роботи ЗРМ різних типів, чутливості приймачів різних типів ЗРМ в різних режимах роботи, типи антен ЗРМ на постах контролю, відомості по кабелях, що з'єднують приймачі ЗРМ з антенами, діаграми спрямованості антен, дані про їх просторову орієнтацію, дані про використання різних типів ЗРМ в різних режимах роботи з різними типами антен і т.ін.

База даних ЕКМ містить різноманітні географічні дані. При розрахунках використовуються такі географічні дані: рельєф, забудова, водойми (для прийняття рішення про тип траси - сухопутна/морська/змішана), підстилаючу поверхню (рілля/поле/луг/ліс,) і т.д.

Модуль відображення ЕКМ забезпечує зчитування з БД ЕКМ необхідних географічних даних і подання їх у вигляді графічних об'єктів на екрані монітора ЕОМ. Модуль реалізований на основі технології OpenGL. Такий підхід дозволив істотно прискорити процес відображення геоданих на екрані монітора.

Модуль взаємодії ЕКМ з іншими модулями забезпечує витяг даних з БД ЕКМ, і перетворення їх у вид, необхідний для проведення розрахунків іншими модулями.

Модуль оцінки радіодоступності РЕЗ для заданого ЗРМ забезпечує розрахунок потужності сигналу від заданого РЕЗ на вході РПП відповідного ЗРМ. На основі розрахунків приймає рішення про доступність/недоступність заданого РЕЗ для відповідного ЗРМ і про можливість створення цим РЕЗ завад інтермодуляції і блокування.

Модуль розрахунку зони радіодоступності ЗРМ забезпечує реалізацію методики оцінки зон радіодоступності і захисних зон ЗРМ від завад інтермодуляції і блокування [150]. Оцінка радіодоступності і можливості виникнення завад інтермодуляції і блокування виробляється на основі прийняття рішення про доступність/недоступність, можливість/неможливість створення завад інтермодуляції і блокування деякого «зразкового» передавача, що розміщується в різних точках простору.

Модуль прийняття рішення про доступність РЕЗ угрупованню ЗРМ забезпечує прийняття рішення про доступність/недоступність заданого РЕЗ для радіоконтролю угрупованням ЗРМ, що складається з засобів, обраних користувачем. Ухвалення рішення про доступність РЕЗ угрупованню ЗРМ приймається на основі рішень про доступність заданого РЕЗ кожному з ЗРМ окремо. Критерій доступності РЕЗ сформульовано таким чином: «РЕЗ вважається доступним угрупованню, що складається з n ЗРМ, якщо він доступний для радіоконтролю m окремим засобам, які входять в угруповання», $m \leq n$. Залежно від завдань радіоконтролю m може приймати значення 1, 2, 3.

Модуль розрахунку зони радіодоступності угруповання ЗРМ забезпечує об'єднання зон радіодоступності окремих ЗРМ в зону радіодоступності угруповання ЗРМ. Засоби радіоконтролю, що входять в угруповання, вибираються користувачем. Правило об'єднання зон радіодоступності визначається представленим вище критерієм доступності РЕЗ угрупованню ЗРМ.

Модульний принцип, що використовується, дозволяє гнучко нарощувати або вдосконалювати ФПЗ ІРС «Радіомоніторинг-М» за рахунок

додавання нових модулів або зміни вже існуючих. При цьому дані зміни не позначаються на інших частинах системи [151]. В якості СУБД використовується PostgreSQL з розширенням PostGIS. Дані системи є безкоштовними і мають високу продуктивність при роботі з геоінформаційними даними.

Застосована клієнт-серверна архітектура побудови програмних засобів забезпечує універсальність розробленої системи, а модульний принцип - легку адаптацію та модернізацію її в подальшому. У якості подальших шляхів вдосконалення ІРС можна вказати на необхідність додавання нових, сучасних методик і алгоритмів розрахунку, наприклад МСЕ-Р Р.452 [126, 152, 153].

3.2.3 Розроблення моделі інформаційних потоків і протоколів обміну між складовими ІРС

Загальна структура локальної обчислювальної мережі, яка необхідна для функціонування розподіленої ІРС, представлена на рис. 3.2.7.

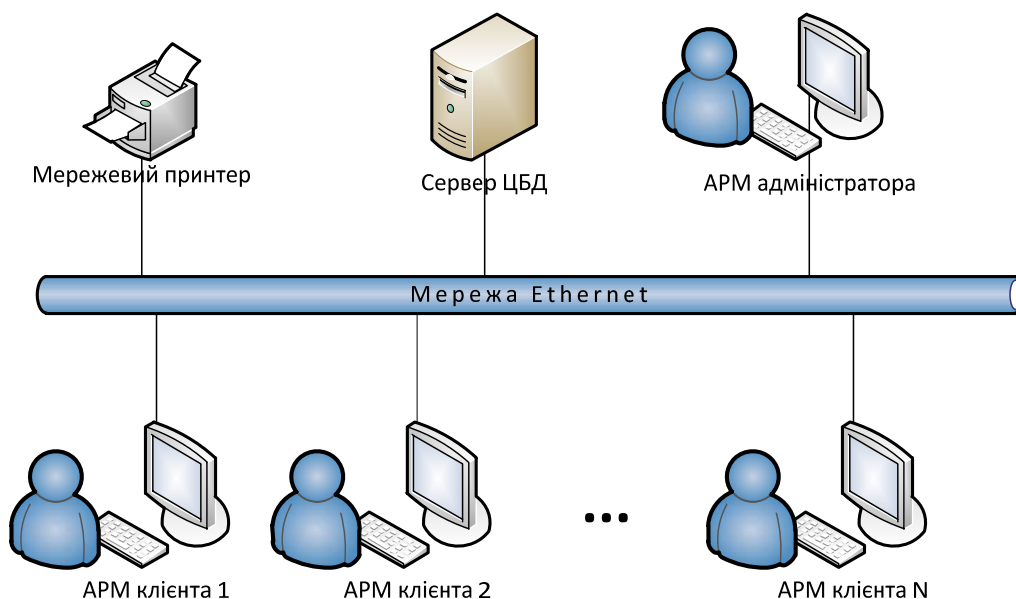


Рисунок 3.2.7 - Загальна структура локальної обчислювальної мережі

Загальна схема командних та інформаційних потоків між складових ІРС наведена на рис. 3.2.8. Стрілками $\longrightarrow$ показані напрямки запитів до баз даних, а стрілками $\Longrightarrow$ - потоки даних. При цьому числа 10.12.20.XX означають умовні ІР-адреси відповідних комп'ютерів.

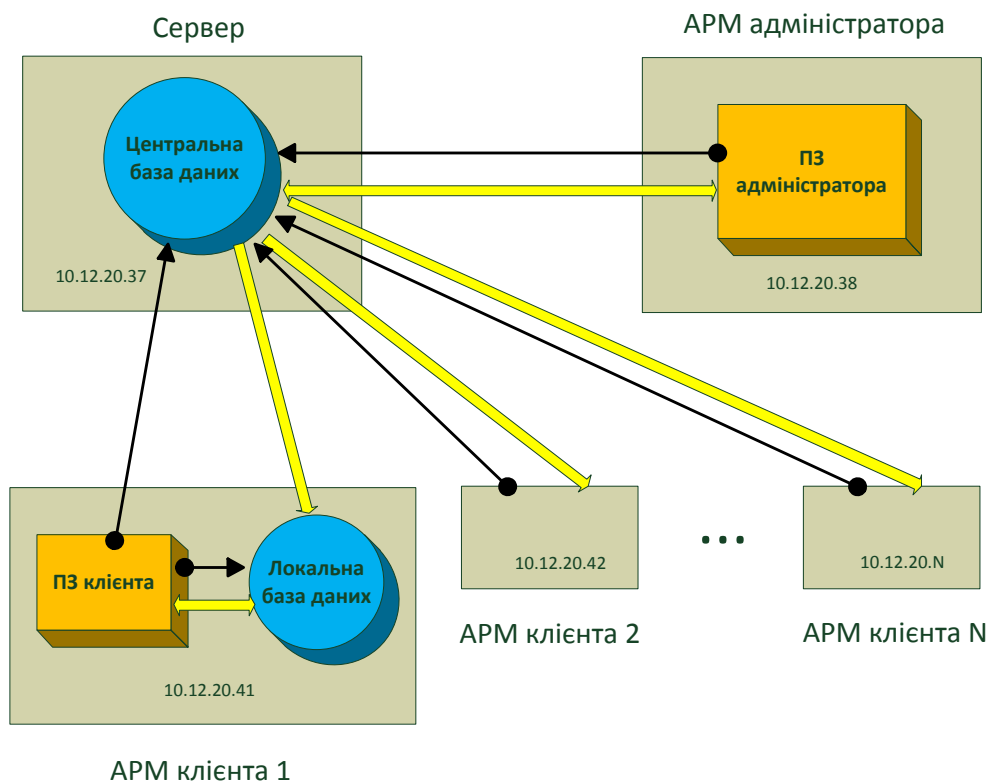


Рисунок 3.2.8 – Загальна схема командних та інформаційних потоків між складовими ІРС

Обмін даними між сервером і АРМ адміністратора в інформаційно-розрахунковій системі «Радіомоніторинг-М» ініціюється адміністратором ІРС.

Для обміну даними використовуються наступні програмні засоби:

- засоби операційної системи для організації обміну даними відповідно до протоколу TCP/IP;
- засоби системи управління базами даних PostgreSQL, що забезпечують віддалений доступ до даних;
- програма «ZoneAdmin.exe», що спеціально розроблена в рамках даної роботи для редагування ЦБД.

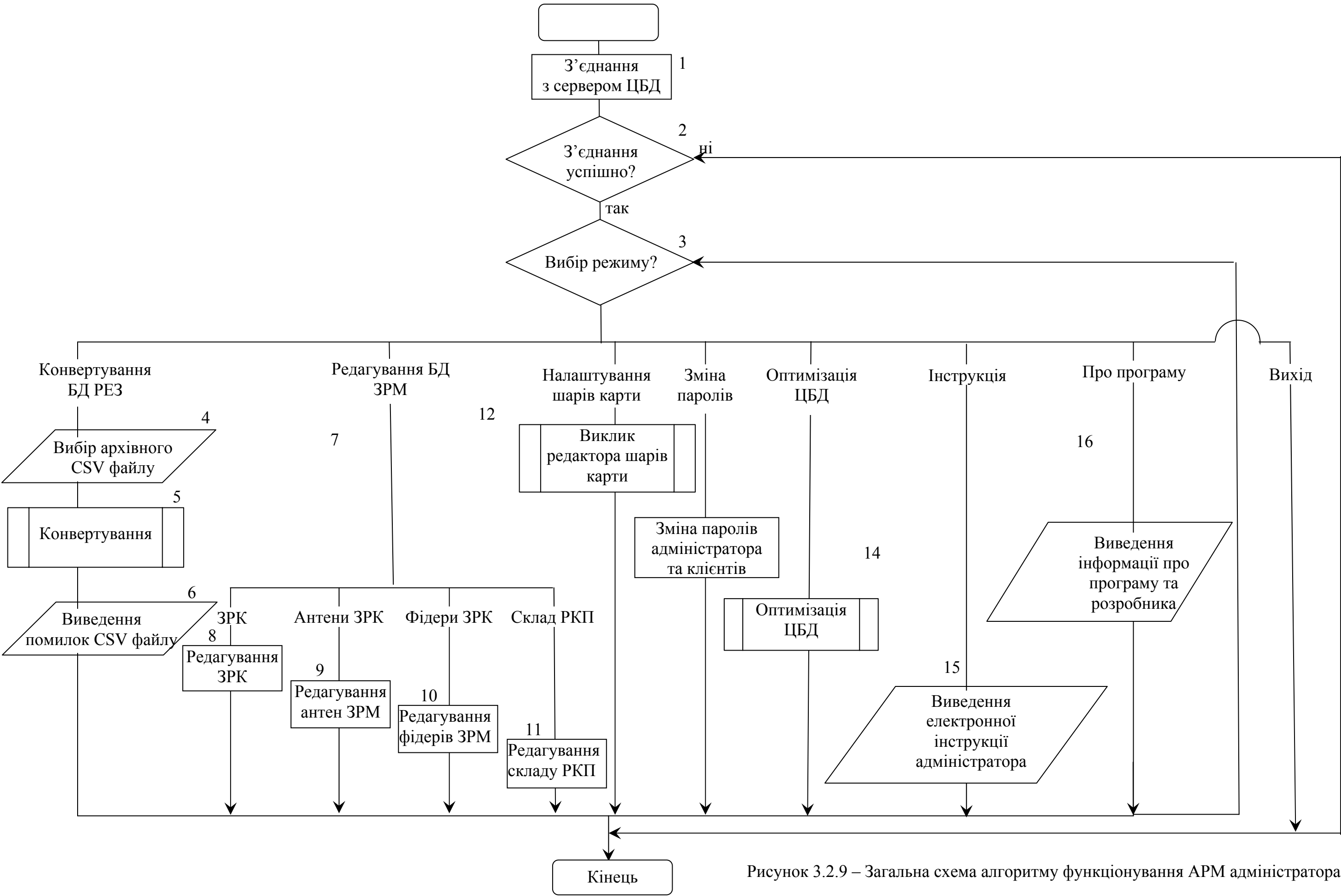


Рисунок 3.2.9 – Загальна схема алгоритму функціонування АРМ адміністратора

Програма «ZoneAdmin.exe» запускається на виконання АРМ адміністратора ІРС «Радіомоніторинг-М». Програма працює таким чином, що забезпечує виконання спеціальних SQL-запитів у ЦБД, що розташована на сервері.

ФПЗ АРМ адміністратора за допомогою відповідних запитів дозволяє виконувати наступні задачі:

- конвертування даних з архівного CSV-файлу до ЦБД «etalon»;
- редагування (перегляд, додавання, змінення, вилучення) даних про СРК (ЗРМ) кожної філії СРЧМ загальних користувачів;
- налаштування параметрів відображення шарів ЕКМ;
- оперативна зміна паролів адміністратора та віддалених клієнтів;
- оптимізація ЦБД для підвищення її продуктивності.

Загальна схема алгоритму функціонування АРМ адміністратора сервера БД представлена на рис. 3.2.9.

Блок 1 здійснює підключення до ЦБД.

Блок 2 перевіряє факт успішного підключення до ЦБД. У разі невдалої спроби програма завершує роботу.

Блок 3 здійснює вибір одного з режимів роботи АРМ.

Блок 4 вибирає архівний CSV-файл з даними стосовно зареєстрованих РЕЗ на території України.

Блок 5 викликає процедуру конвертування csv2prg, що зберігається в БД «etalon».

Блок 6 виводить перелік полів CSV-файлу, які не вдалося конвертувати (відсутні або помилкові).

Блок 7 вибирає елементи БД ЗРМ (характеристики ЗРМ, їх антен та фідерів, склад РКП тощо).

Блоки 8-11 здійснюють редагування відповідних елементів БД ЗРМ.

Блок 12 викликає програму MapTuning.exe для редагування параметрів відображення шарів карти.

Блок 13 здійснює оперативну зміну паролів адміністратора та віддалених користувачів.

Блок 14 здійснює оптимізацію ЦБД, тобто перестроює індексацію таблиць для прискорення доступу до їх даних.

Блок 15 виводить електронну версію інструкції адміністратора у WEB-браузері, що встановлений за замовчанням.

Блок 16 виводить загальну інформацію про програму та розробника.

У табл. 3.2.1 наведений опис команд, які використовуються при організації обміну між сервером ЦБД та АРМ адміністратора.

Обмін даними між сервером і будь-яким з робочих місць в інформаційно-розрахунковій системі «Радіомоніторинг-М» ініціюється користувачем відповідного АРМ.

Для обміну даними в інформаційно-розрахунковій системі «Радіомоніторинг-М» використовуються наступні програмні засоби:

- засоби операційної системи для організації обміну даними відповідно до протоколу TCP/IP;
- засоби системи управління базами даних PostgreSQL, що забезпечують віддалений доступ до даних клієнтів PostgreSQL;
- модуль «Zonesync.exe», спеціально розроблений в рамках даної роботи для потокового обміну інформацією.

Програмний модуль «Zonesync.exe» запускається на виконання користувачем АРМ ІРС «Радіомоніторинг-М». Модуль працює таким чином, що забезпечує виконання SQL-запитів як у ЦБД, розташованій на сервері, так і в ЛБД, розташованій на ЕОМ, що реалізує АРМ користувача. Його інтерфейс при імпортуванні геометричних даних ЕКМ наведено на рис. 3.2.5.

У ЦБД, розташованій на сервері, виконуються наступні SQL-запити:

- на вибірку даних з реляційних таблиць;
- на вибірку структури самої таблиці;
- на вибірку коду на створення виконуємих процедур і трігерів.

Таблиця 3.2.1 - Протокол взаємодії сервера центральної бази даних і АРМ адміністратора

Команда	Параметри	Призначення команди	Відповідь	Значення відповіді
Підключення АРМ адміністратора до центральної БД				
CONNECT	Host: text Password: text	Підключення до ЦБД з вказівкою IP-адреси сервера Host та пароллю Password	Result: Boolean	Результат підключення до ЦБД: True - підключення вдалось False - не вдалось
Конвертування БД РЕЗ				
CALL	csv2pg(csv_name: text; fil_num: integer)	Конвертування БД РЕЗ філії fil_num з архівного CSV-файлу csv_name	Таблиця errors_csv схеми inter_calc	Перелік некоректних полів архівного CSV-файлу
Редагування БД СРК				
SELECT	fil_num: integer	Вибірка схеми src з таблицями БД РЕЗ філії fil_num	Таблиці схеми src	Таблиці БД СРК (ЗРМ)
INSERT	fil_num: integer	Вставлення даних в схему src з таблицями БД РЕЗ філії fil_num		
UPDATE	fil_num: integer	Оновлення даних в схемі src з таблицями БД РЕЗ філії fil_num		
DELETE	fil_num: integer	Вилучення даних зі схеми src з таблицями БД РЕЗ філії fil_num		
Налаштування шарів карти				
SELECT	Subject: Point Linestring Poligon	Вибірка параметрів відображення на ЕКМ об'єкта Subject	Таблиці SubstancePoint , SubstancePoliline , SubstancePoligon	Параметри відображення об'єкта: для точкового - графічний образ; для лінійного - колір, товщина, стиль; для

			схеми metadata	площинного - колір, товщина, стиль границі, колір, стиль заповнення; для усіх - підпис, граничний масштаб
UPDATE	Subject: Point Linestring Poligon; параметри відображення	Змінення параметрів відображення на ЕКМ об'єкта Subject (опис параметрів у команді SELECT)		
Управління паролями				
UPDATE	User: 0 1; NewPassword: text	Змінення паролю для користувача User (0 - адміністратор, 1 - клієнти) на новий NewPassword		
Оптимізація бази даних				
CALL	VACUUM ANALYZE	Оновлення статистичних даних оптимізатора запитів для підвищення продуктивності БД		
Відключення АРМ адміністратора від центральної БД				
DISCONNE CT		Відключення від ЦБД		

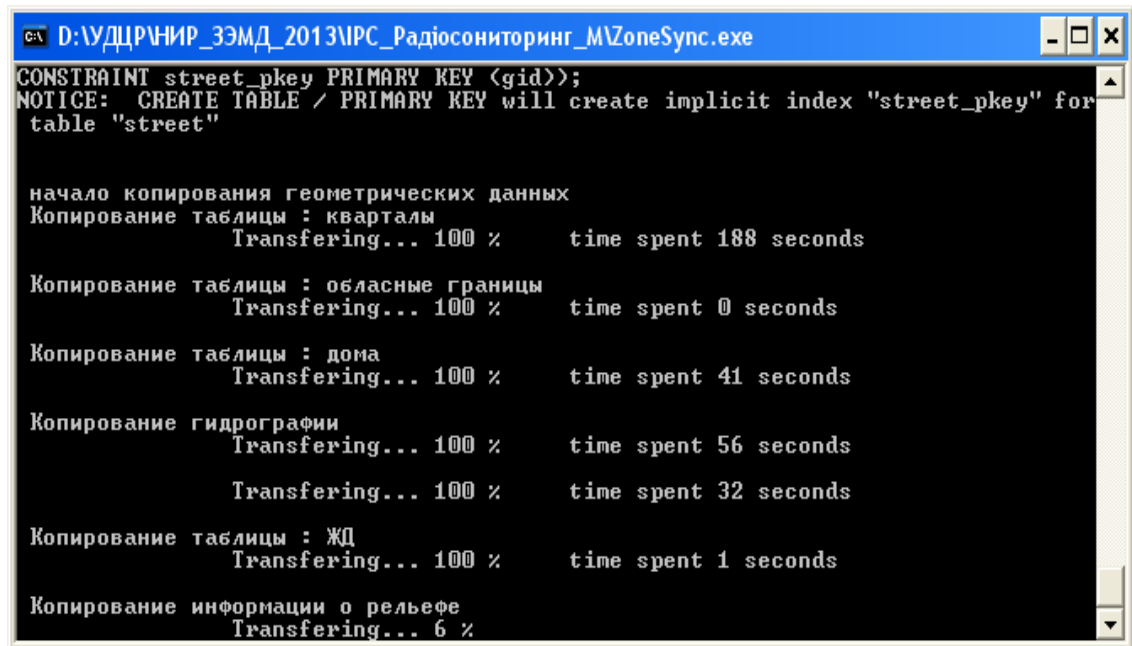


Рисунок 3.2.5 - Интерфейс протоколу обміну «ZoneSync»
при імпортуванні геометричних даних ЕКМ

Створення нових користувачів, БД, таблиць, додавання і зміна даних в таблицях ЦБД на сервері з боку програми, що виконується на АРМ клієнта, неприпустимо. Будь-яка спроба виконати вказані дії буде блокована самою системою управління баз даних і приведе до помилки виконання програми модуля «Zonesync.exe».

У системі управління ЛБД, що працює на АРМ користувача, за допомогою програмного модуля «Zonesync.exe» можуть бути виконані наступні SQL-команди:

- на створення і (або) видалення БД;
- на створення і (або) видалення схем даних в БД;
- на створення і (або) видалення реляційних таблиць в БД;
- на створення і (або) видалення виконуємих процедур і тригерів;
- на вставку, або зміну даних в таблицях БД;
- на вставку геометричних даних в таблиці ЕКМ.

У табл. 3.2.2 наведений опис команд, які використовуються при організації обміну між сервером ЦБД та АРМ клієнта.

Таблиця 3.2.2 - Протокол взаємодії сервера центральної бази даних і АРМ клієнта

Команда	Параметри	Призначення команди	Відповідь	Значення відповіді
Підключення АРМ клієнта до центральної БД				
CONNECT	Host: text Password: text	Підключення до ЦБД з вказівкою IP-адреси сервера Host та пароллю Password	Result: Boolean	Результат підключення до ЦБД: True - підключення вдалось False - не вдалось
Запит на інформацію для здійснення розрахунків				
SELECT	fil_num: integer	Вибір інформації стосовно зареєстрованих РЕЗ, СРК та ЕКМ філії fil_num	Схеми res, srk, map, models	Схеми, що містять дані по РЕЗ, СРК, ЕКМ, а також математичні моделі поширення радіохвиль
Відключення АРМ клієнта від центральної БД				
DISCONNECT		Відключення від ЦБД		

У перерахованих командах використовуються дані, отримані, як результат виконання SQL-запитів до ЦБД, розташованій на сервері.

Структурна схема алгоритму роботи модуля «Zonesync.exe» представлена на рис. 3.2.10.

Алгоритм реалізує наступні дії.

Блок 1. Прочитати дані у файлі «MapManager.ini».

Вказаний файл містить відомості, необхідні для підключення до баз даних, які знаходяться на сервері ІРС «Радіомоніторинг-М» і на робочому місці. До таких відомостей відносяться:

- hostaddr - чисельна ІР адреса ЕОМ, на якій працює клієнтська база даних АРМ, у форматі Ірv4. Якщо клієнтська база даних працює на локальній ЕОМ, то чисельний ІР рівний - 127.0.0.1. Дані представляються у вигляді: «hostaddr=127.0.0.1»;

- port - номер порту сервера локальної бази даних. Дані представляються у вигляді «port = 5432»;

- dbname - ім'я клієнтської бази даних, за умовчанням таке ж, як і ім'я користувача. Дані представляються у вигляді «dbname = postgres»;

- user - ім'я користувача, від імені якого буде проводитись управління клієнтською БД. За умовчанням привласнюється ім'я облікового запису, від якого запущений додаток. Дані представляються у вигляді «user= postgres»;

- connection_timeout - максимальний час в секундах за який будуть проводитись спроби з'єднання з базою даних. Дані представляються у вигляді «connection_timeout=3». Розробники бази даних не рекомендують значення, менші ніж 2 секунди;

- SDBhostaddr - адреса ЦБД. Дані представляються у вигляді «SDBhostaddr=12.10.20.32»;

- SDBport - порт ЦБД. Дані представляються у вигляді «SDBport=5432»;

- SDBname - ім'я ЦБД. Дані представляються у вигляді SDBname=etalon;

- SDBuser - ім'я користувача на ЦБД. Дані представляються у вигляді «SDBuser=postgres»;

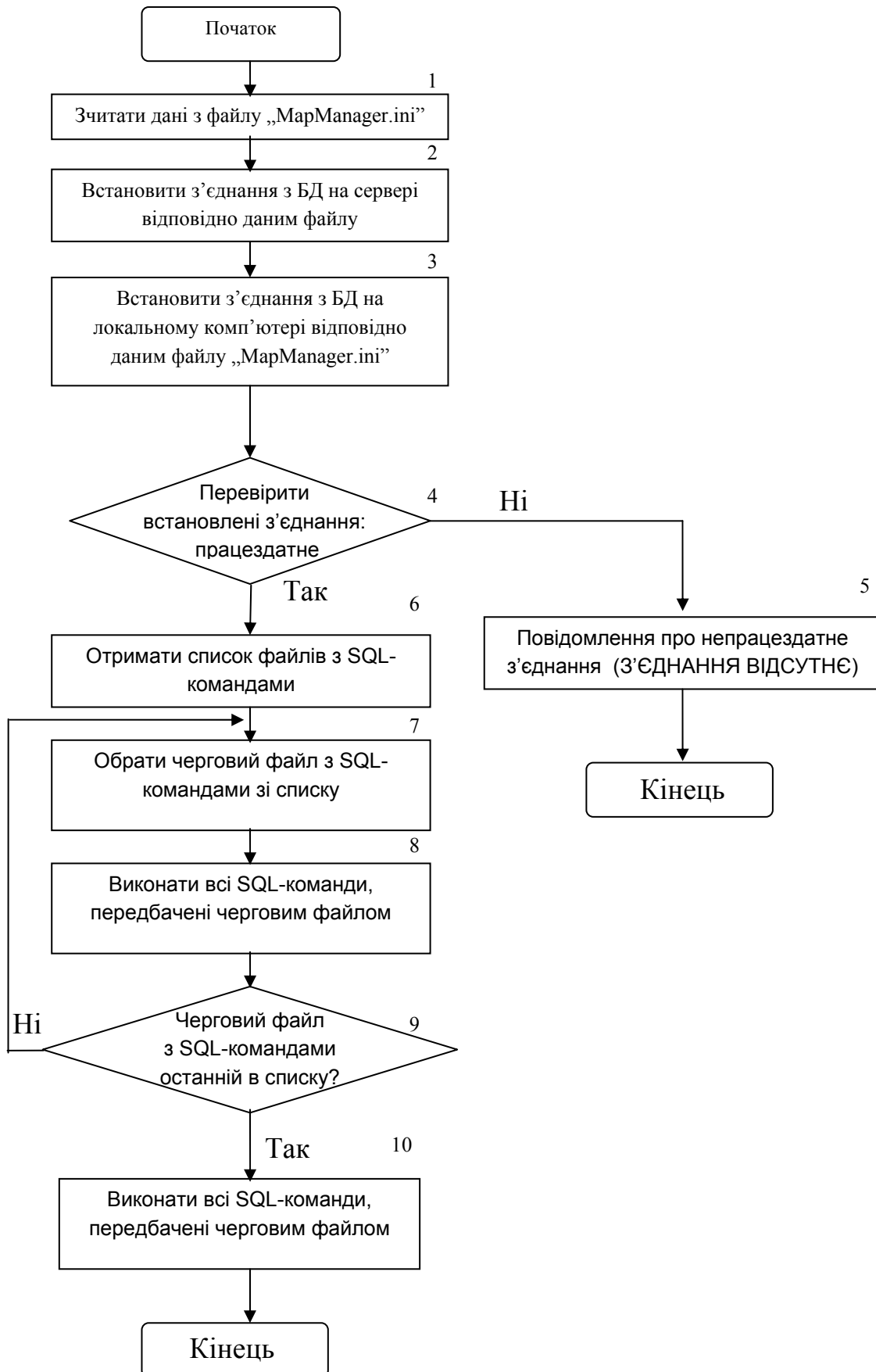


Рисунок 3.2.10 - Алгоритм роботи модуля «Zonesync.exe»

- SDBpassword - пароль користувача на ЦБД. Дані представляються у вигляді «SDBpassword = 1111».

- SDBtimeout - максимальний час в секундах протягом якого проводитимуться спроби з'єднання з центральною базою даних. Дані представляються у вигляді «SDBtimeout = 5».

Блок 2. Встановити з'єднання з базою даних на сервері. При з'єднанні використовувати параметри, прочитані з файлу «MapManager.ini».

Блок 3. Встановити з'єднання з базою даних на локальній ЕОМ, що реалізовує АРМ користувача ІРС «Радіомоніторинг-М». При з'єднанні використовувати параметри прочитані з файлу «MapManager.ini».

Блок 4. Перевірити працездатність встановлених з'єднань.

У разі, коли обидва з'єднання працездатні, перейти до блоку 6.

У разі, коли одне або обидва з'єднання опинилися непрацездатні - перейти до блоку 5.

Блок 5. Припинити виконання програми з ознакою помилки. Ознака помилки повинна містити дані про причину припинення роботи програми - непрацездатному з'єднанні (з'єднаннях).

Блок 6. Отримати список файлів з SQL-командами.

Список файлів з SQL-командами знаходиться у файлі з ім'ям «SCHEDULED_TASKS.ZS». У кожному рядку цього текстового файлу зберігається ім'я файлу що містить SQL-команди для виконання при перенесенні даних з ЦБД на БД клієнтського АРМ.

Блок 7. Вибрати черговий файл з SQL-командами із списку.

Блок 8. Виконати всі SQL-команди, які передбачені черговим файлом.

Структурна схема алгоритму виконання цього блоку представлена на рис. 3.2.11.

Блок 9. Черговий файл з командами SQL останній в списку?

Відповідь «Так» - перехід до блоку 10.

Відповідь «Ні» - перехід до блоку 7.

Блок 10. Вивести повідомлення про успішне завантаження даних з ЦБД в базу даних клієнта ІРС «Радіомоніторинг-М».

Алгоритм виконання блоку 8 (рис. 3.2.11) реалізує наступні дії.

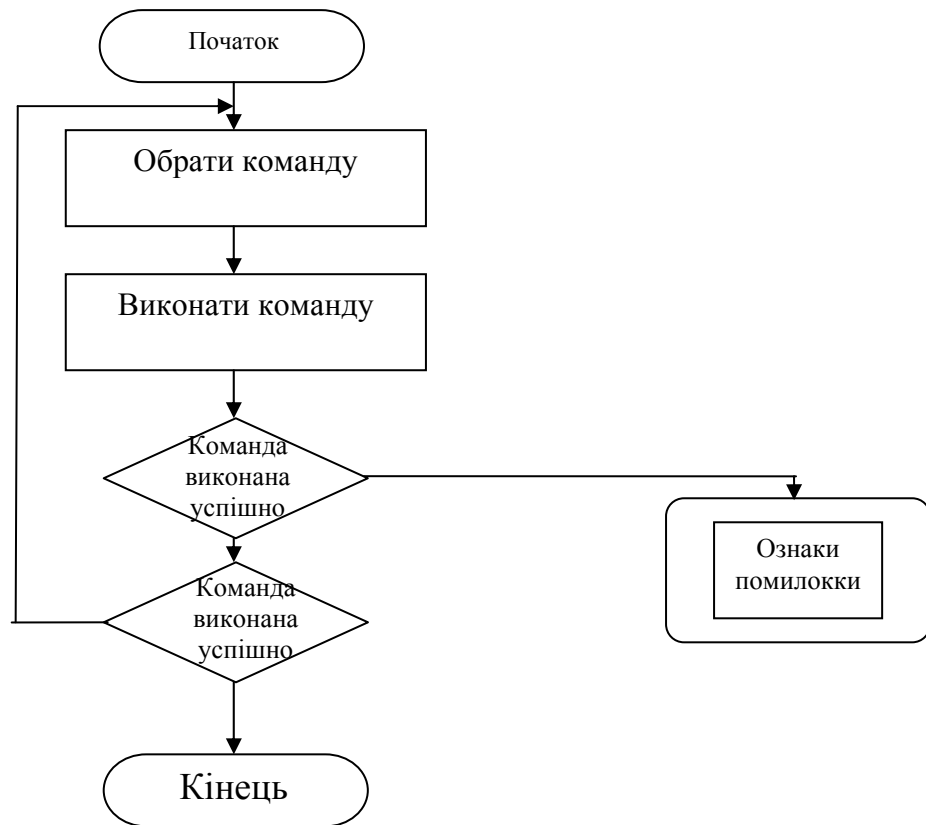


Рисунок 3.2.11 - Структурна схема алгоритму виконання блоку 8

Блок 1. Обрати - SQL-команду, яка передбачена у черговому файлі. Вказаний файл містить відомості, необхідні для підключення до БД, які знаходяться на сервері ІРС і на робочому місці.

Блок 2. Виконати обрану SQL-команду.

Блок 3. Прийняти рішення. У разі, коли команда виконана успішно, - перейти до чергового блоку. В іншому випадку видається ознака помилки.

Блок 4. Прийняти рішення. У разі, коли команда виконана успішно, - закінчити програму. В іншому випадку перейти до виконання наступного кроку - вибору чергової SQL-команди.

Для реалізації оновлення бази даних на клієнтській ЕОМ, що реалізує АРМ користувача ІРС «Радіомоніторинг-М», модуль «Zonesync.exe» послідовно виконує SQL - команди розміщені в наступних файлах: DbfiliiCreat.ZS; ScriptsSqlQuery.zs; Scriptefficiency.zs; Scriptettransm.zs; Scriptintercalc.zs; Scriptmetadata.zs; Scriptmapxx.zs; Scriptres.ZS; Scriptsrc.ZS.

Коротка характеристика дій кожного з перерахованих файлів з клієнтською базою даних представлена в таблиці 3.2.3

Таблиця 3.2.3 - Характеристика дій файлів з командами SQL в клієнтській базі

Ім'я файла	Характеристика команд обраного файла
DBfiliiCreat.ZS	Створення бази даних з ім'ям "Bd_filii_pr". Створення схеми "filials" в базі даних створення таблиці «filials.filial». Копіювання в неї даних.
ScriptSqlQuery.zs	Створення схеми "sql_query" в базі даних. Створення таблиць схеми "sql_query". Копіювання даних в таблиці схеми "sql_query".
SCRIPTefficiency.zs	Створення схеми "efficiency" в базі даних. Копіювання виконуваних процедур і функцій в схемі "efficiency". Створення таблиць схеми "efficiency". Копіювання даних в таблиці схеми "efficiency".
SCRIPTetTransm.zs	Створення схеми "etalon_transmitter" в базі даних. Копіювання виконуваних процедур і функцій в схемі "etalon_transmitter". Створення таблиць схеми "etalon_transmitter". Копіювання даних в таблиці схеми "etalon_transmitter".
ScriptInterCalc.zs	Створення схеми "inter_calc" в базі даних. Копіювання виконуваних процедур і функцій в схемі "inter_calc".
SCRIPTmetadata.zs	Створення схеми "metadata" в базі даних. Створення таблиць схеми " metadata". Заповнення таблиць схеми "metadata" даними.
SCRIPTmapXX.zs	Створення схеми map в базі даних. Створення таблиць схеми "map". Копіювання геометричних даних в таблиці схеми "map".
SCRIPTres.ZS	Створення схеми "res" в базі даних. Створення таблиць схеми "src". Копіювання даних про РЕЗ заданої філії в створеній таблиці.
SCRIPTsrc.ZS	Створення схеми "src" в базі даних. Створення таблиць схеми "src". Копіювання даних про ЗРМ заданої філії в створеній таблиці.

3.2.4 Інтерфейси і режими роботи клієнт-серверного зразка ІРС

3.2.4.1 Робочий інтерфейс і режими роботи АРМ адміністратора

Після запуску програми **ZoneAdmin.exe** з'явиться діалогове вікно з'єднання з сервером ЦБД (рис. 3.2.12). У цьому вікні необхідно ввести ІР-адресу сервера ЦБД, пароль адміністратора та натиснути кнопку **З'єднання**. При вдалому з'єднанні з'явиться головне вікно АРМ адміністратора (рис. 3.2.13).

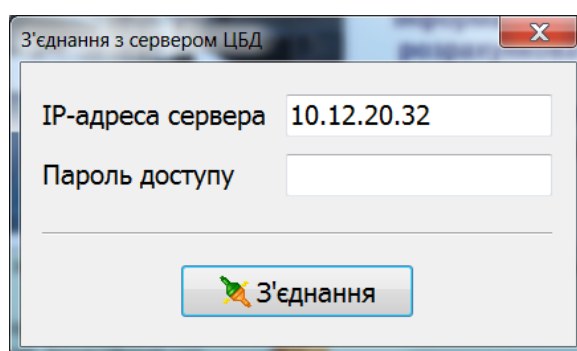


Рисунок 3.2.12 – Діалогове вікно завдання параметрів з'єднання з сервером

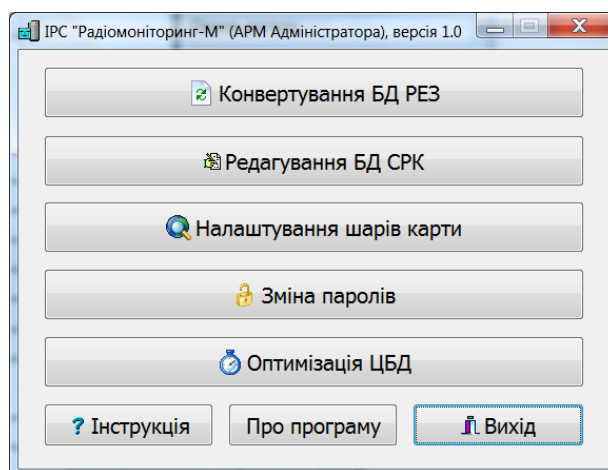


Рисунок 3.2.13 – Головне вікно АРМ адміністратора

Призначення кнопок АРМ адміністратора:

Конвертування БД РЕЗ - здійснює імпорт даних про зареєстровані РЕЗ з архівного CSV-файлу до ЦБД;

Редагування БД СРК - викликає редактор даних про ЗРМ, антени, фідери та радіоконтрольні пости кожної філії УДЦР;

Налаштування шарів карти - встановлює параметри відображення кожного з шарів електронної карти місцевості;

Зміна паролів - здійснює оперативну зміну паролів адміністратора та віддалених клієнтів;

Оптимізація ЦБД - перестроює індекси таблиць БД для прискорення доступу до даних та підвищення загальної продуктивності роботи усієї ІРС;

Інструкція - викликає електронний варіант інструкції адміністратора;

Про програму - виведення загальної інформації про програму та розробника;

Вихід - завершення роботи з АРМ.

Якщо з'явиться повідомлення про невдалу спробу з'єднання з сервером ЦБД, необхідно перевірити:

- правильність задавання ІР-адреси сервера та паролю доступу;
- працездатність сервера;
- справність мережі на фізичному рівні.

3.2.4.1.1 Режим імпорту даних стосовно зареєстрованих РЕЗ з єдиної бази даних обліку РЕЗ

ІРС "Радіомоніторинг-М" має можливість імпорту адміністративних і технічних даних стосовно РЕЗ, які мають дозволи на експлуатацію в Україні, із єдиної бази даних обліку РЕЗ автоматизованого робочого місця РС-135У або ICS Manager. Для реалізації цієї можливості потрібно виконати наступні кроки.

За допомогою АРМ РС-135У або ICS Manager створити архівний файл бази даних зареєстрованих РЕЗ у форматі CSV (Comma Separated Values - величини, що розділені комами) та перенести його на комп'ютер адміністратора. При цьому обов'язково мають бути виконані наступні вимоги.

1. У CSV-файлі кожному РЕЗ відповідає один рядок.
2. Склад та порядок слідування полів архівного CSV-файлу має бути строго визначеним згідно табл. 3.2.4.

Таблиця 3.2.4 – Склад полів CSV-файлу

№ п/п	Колонка Excel	Призначення поля
1	A	Повна Адреса місця встановлення РЕЗ
2	B	Obj_COUNT
3	C	ID
4	D	Application.WAS_USED
5	E	TABLE_ID
6	F	Підрозділ
7	G	APPL_ID
8	H	Application.PAY_OWNER_ID
9	I	кіл-ть
10	J	стаття
11	K	Application.PRICE_ID
12	L	Підтверджено
13	M	хто підтверд.
14	N	дата підтверд.
15	O	Дата анулювання
16	P	Р/технологія
17	Q	Application.MobileSector1.CLASS
18	R	STATUS (TRFASStatus)
19	S	№_Дозволу_ЕКСПЛ
20	T	Дата видачі ЕКСПЛ
21	U	Дійсний до ЕКСПЛ
22	V	№_Висновку_EMC
23	W	Дата видачі Висновку_EMC
24	X	Дійсний до EMC
25	Y	ЄДРПОУ
26	Z	PayOwner.REGIST_NUM
27	AA	КОНТРАГЕНТ
28	AB	PayOwner.NAME
29	AC	PayOwner.IDENT
30	AD	ABONENT_COUNT
31	AE	LICENCE_NUM
32	AF	Власник ліцензії1
33	AG	Власник ліцензії2
34	AH	Регіон
35	AI	Район
36	AJ	Населений пункт
37	AK	Широта
38	AL	Довгота
39	AM	Вт, Р прд
40	AN	Тип антени

№ п/п	Колонка Excel	Призначення поля
41	AO	ALTITUDE
42	AP	DES_EM (клас випромінювання)
43	AQ	DES_EM_SOUND
44	AR	№ попереднього ЕКСПЛ
45	AS	Дата попереднього ЕКСПЛ
46	AT	Дата анулювання
47	AU	EQUIP_NAME
48	AV	RX_FREQ_TXT
49	AW	TX_FREQ_TXT (частоти ПРД)
50	AX	№ каналу
51	AY	POWER
52	AZ	SAT_NAME
53	BA	ID
54	BB	SID
55	BC	Application.PRICE_ID
56	BD	AZIMUTH_TXT ()
57	BE	Контрагент Київ

3. Поля в кожному рядку CSV-файлу розділяються символом ";".

4. Якщо поля 48, 49, 56 мають декілька значень, ці значення всередині кожного поля розділяються символом ";"

5. Значення полів 37, 38 мають формат "ГГ° ХХ' СС"" Н", де ГГ - градуси, ХХ - хвилини, СС - секунди, Н - напрямок широти/довготи (N - північна широта, E - східна довгота) (наприклад "34° 06' 01"" E").

Слідуючим кроком необхідно натиснути кнопку **Конвертування БД РЕЗ** у головному вікні АРМ. З'явиться вікно конвертера (рис. 3.2.15).

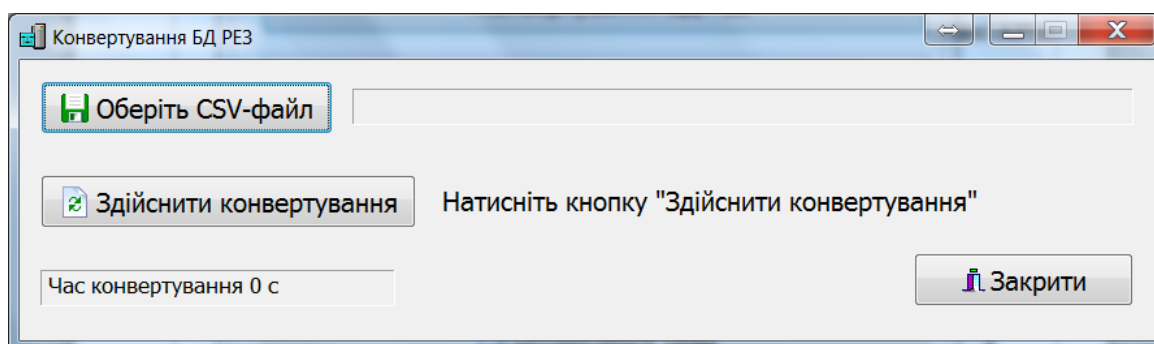


Рисунок 3.2.15 – Вікно конвертера БД РЕЗ

Натиснути кнопку **Оберіть CSV-файл** і у відповідному діалоговому вікні обрати потрібний архівний файл з розширенням **CSV** (рис. 3.2.16).

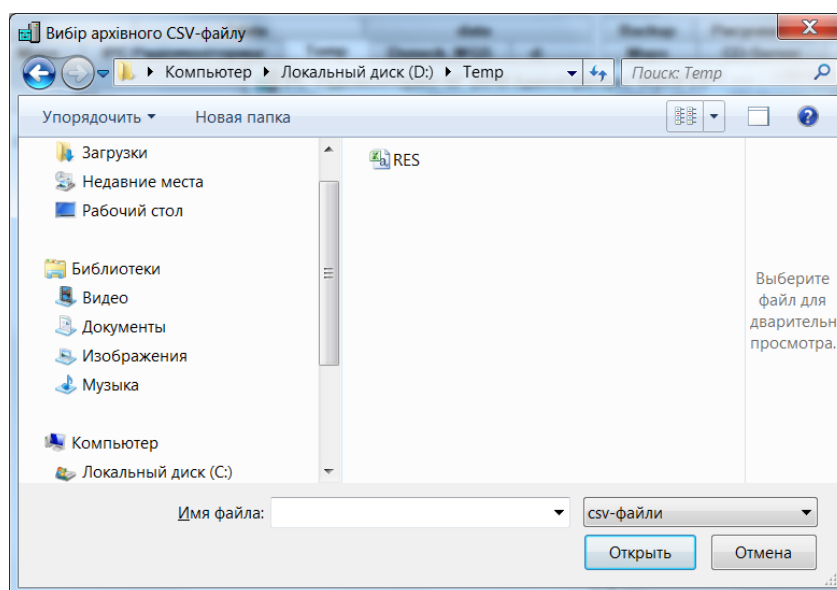


Рисунок 3.2.16 – Вибір архівного CSV-файлу

Потім натиснути кнопку **Здійснити конвертування**. Почнеться процес конвертування даних, по завершенню якого виведеться надпис **Конвертування БД РЕЗ завершено** та відповідне мовне повідомлення.

3.2.4.1.2 Режим ведення бази даних ЗРМ

ІРС "Радіомоніторинг-М" має можливість введення географічних координат місцезнаходження і типу стаціонарних засобів радіоконтролю та, за необхідністю, технічних параметрів їхніх радіоприймальних пристроїв і антенних систем. Для реалізації цієї можливості використовується відповідний редактор, який дозволяє управляти інформацією (переглядати, вставляти, вилучати та редагувати записи) про:

- характеристики ЗРМ (діапазон робочих частот, смуги пропускання, залежність рівнів чутливості та сприйнятливості до інтермодуляції та блокування від частоти);

- характеристики антенно-фідерних систем (частотні характеристики, висота антени, довжина фідеру);

- параметри постів РК (адреси та географічні координати, склад ЗРМ та АФС).

Редактор БД ЗРМ запускається шляхом натискання кнопки **Редагування БД ЗРМ** у головному вікні АРМ. Після запуску редактора на екрані з'являється його головне вікно (рис. 3.2.17).

Основне управління таблицями БД ЗРМ здійснюється за допомогою спеціального навігатора внизу кожної таблиці.

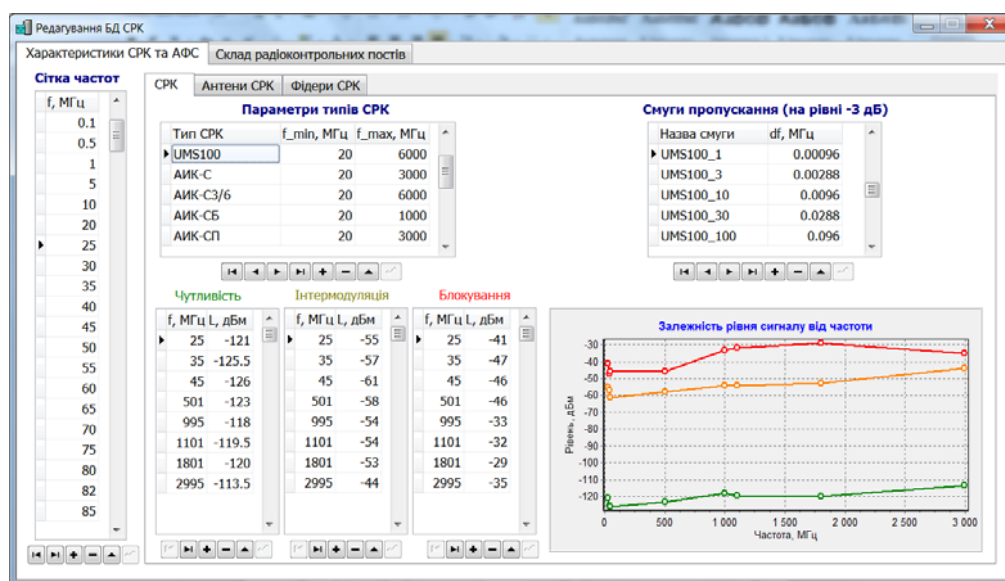


Рисунок 3.2.17 - Головне вікно редактора БД СРК

Для редагування характеристик СРК необхідно перш за все перейти на сторінку **СРК** головного вікна редактора БД ЗРМ (див. рис. 3.2.17).

Редагування таблиць **Параметри типів СРК** та **Смуги пропускання (на рівні -3 дБ)** здійснюється за допомогою відповідних навігаторів.

Для додавання записів у таблиці **Чутливість**, **Інтермодуляція** та **Блокування** необхідно спочатку вибрати необхідну частоту в таблиці **Сітка частот** (при відсутності цієї частоти необхідно ввести її в сітку частот за допомогою відповідного навігатора), потім натиснути кнопку навігатора **Insert record**, ввести значення рівня сигналу в поле **L, дБм** та натиснути кнопку навігатора **Post edit**. При цьому обрана частота автоматично буде занесена в поле **f, МГц**.

Для редагування характеристик антен ЗРМ необхідно перш за все перейти на сторінку **Анени СРК** (рис. 3.2.18).

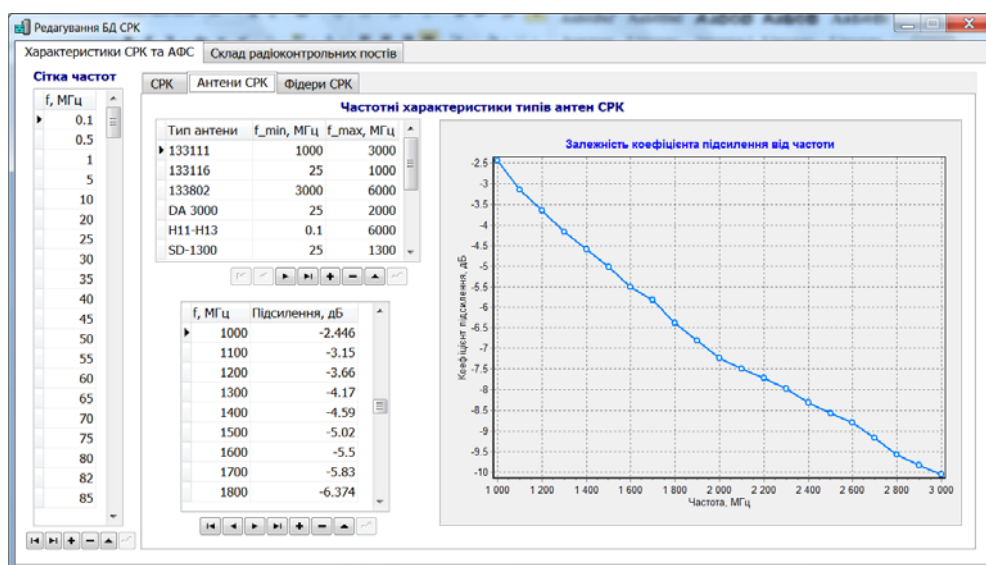


Рисунок 3.2.18 – Сторінка редагування характеристик антен СРК

Додавання записів у таблицю залежності підсилення від частоти здійснюється за допомогою сітки частот аналогічно попереднім даним по чутливості, інтермодуляції та блокуванню.

Для редагування характеристик фідерів ЗРМ необхідно перш за все перейти на сторінку **Фідери СРК** (рис. 3.2.19).

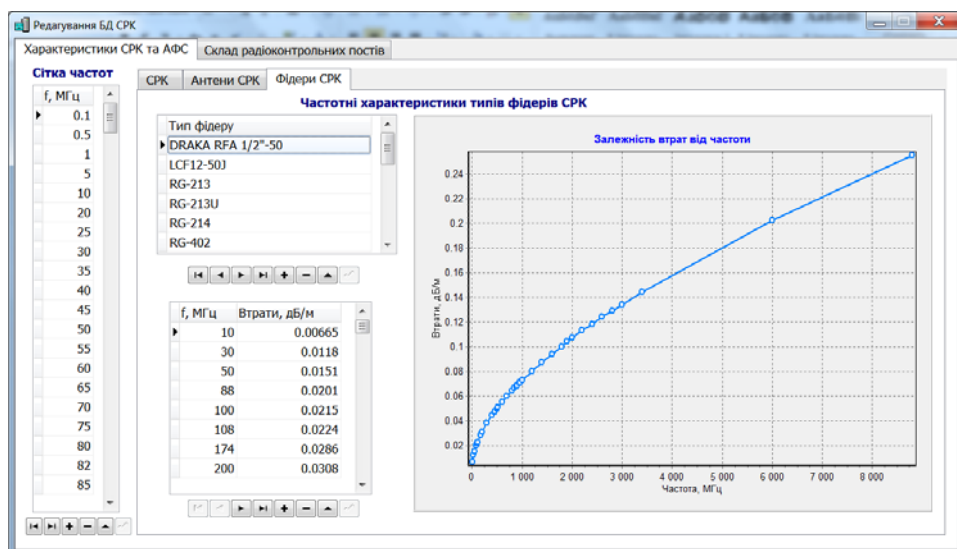


Рисунок 3.2.19 – Сторінка редагування характеристик фідерів ЗРМ

Додавання записів у таблицю залежності втрат від частоти здійснюється за допомогою сітки частот аналогічно п. 3.2.3.1.4

Для редагування параметрів РКП необхідно перш за все перейти на сторінку **Склад радіоконтрольних постів** (рис. 3.2.20) та обрати філію за допомогою відповідного списку, що випадає.

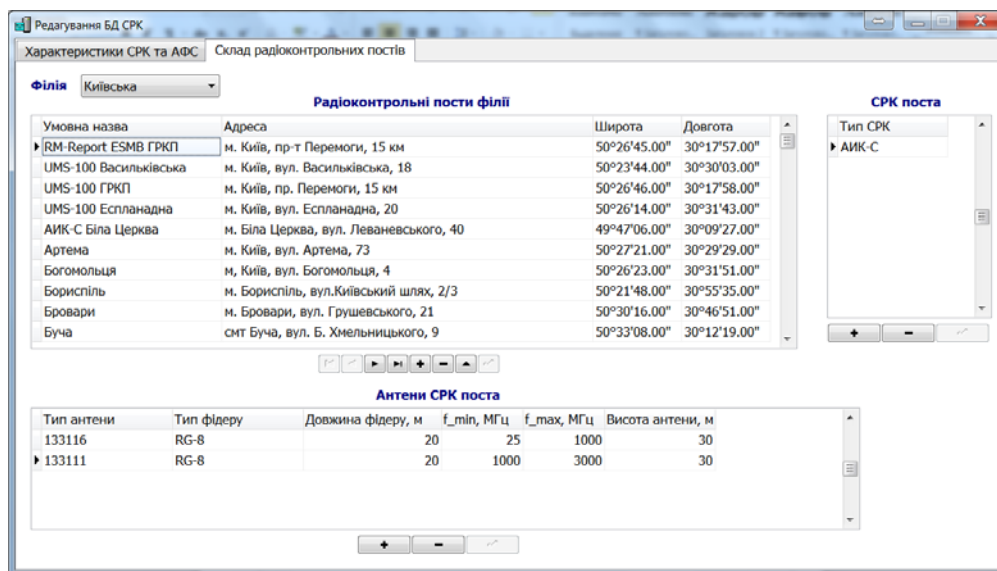


Рисунок 3.2.20 – Сторінка редагування параметрів РКП

Редагування таблиць **Радіоконтрольні пости філії**, **СРК поста** та **Антени СРК поста** здійснюється за допомогою відповідних навігаторів. При цьому поля **Тип СРК**, **Тип антени**, **Тип фідеру** не вводиться з клавіатури, а вибираються зі списку, що розгортається у відповідному полі (рис. 3.2.21)

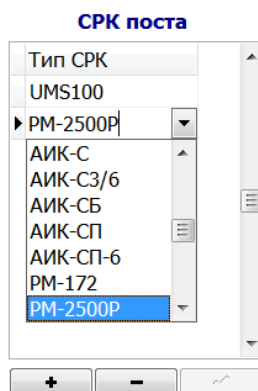


Рисунок 3.2.21 – Вибір типу СРК зі списку, що розгортається

Вилучення РКП має особливість: спочатку вилучаються усі антени усіх ЗРМ поста, потім вилучаються усі ЗРМ поста, і тільки після цього вилучається сам пост.

3.2.4.1.3 Режим зміни паролів адміністратора та віддалених клієнтів

У разі розкриття паролів адміністратора та/або віддалених клієнтів адміністратор має можливість оперативної зміни паролів. Для цього необхідно натиснути кнопку **Зміна паролю** головного вікна АРМ адміністратора. При цьому з'явиться діалогове вікно зміни паролю (рис. 3.2.22).

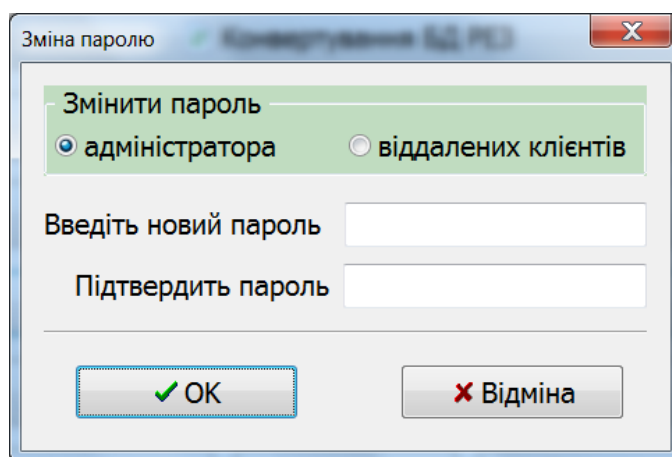


Рисунок 3.2.22 – Діалогове вікно зміни паролю

У цьому вікні адміністратор має вибрати категорію користувача (адміністратор/віддалений клієнт), заповнити поля **Введіть новий пароль**, **Підтвердьте пароль** та натиснути кнопку **ОК**.

3.2.4.2. Робочі інтерфейси і режими роботи АРМ клієнта

3.2.4.2.1 Можливості та запуск модулю розрахунку зон електромагнітної досяжності станцій радіоконтролю на території України

Модуль для розрахунків зон електромагнітної досяжності станцій радіоконтролю на території України дозволяє здійснювати:

- розрахунок рівня втрат на трасі поширення радіохвиль, рівня напруженості поля у заданій точці простору, рівня сигналу на вході РПП ЗРМ;
- вибір та застосування для розрахунків моделі поширення радіохвиль (ПРХ) та типу місцевості;
- розрахунок рівня еквівалентної ізотропної випромінюваної потужності передавача РЕЗ;
- розрахунок зон радіодоступності ЗРМ з урахуванням рельєфу місцевості;
- розрахунок захисних зон навколо ЗРМ від впливу завад інтермодуляції та блокування;
- введення географічних координат місцезнаходження постів РК, типу і технічних характеристик їх ЗРМ та антенно-фідерних систем;
- імпорт адміністративних і технічних даних стосовно РЕЗ, які мають дозволи на експлуатацію в Україні, із єдиної БД автоматизованого робочого місця РС-135У або ICS Manager;
- візуалізацію результатів розрахунків із застосуванням електронної карти місцевості.

У програмному забезпеченні підсистеми розрахунку зон електромагнітної досяжності станцій радіоконтролю на території України передбачені наступні режими роботи.

1. «Карта» - забезпечує відображення цифрової карти місцевості відповідних областей і обласних центрів з можливостями зміни її масштабу, скролінгу, визначення і відображення географічних координат кожної точки місцевості, відстані та азимуту між двома довільними точками.

2. «Втрати на трасі ПРХ» – реалізує автоматизований розрахунок:

- рівня втрат на трасі поширення радіохвиль;
- рівня напруженості поля у заданій точці траси розповсюдження радіохвиль;
- потужності сигналу на вході радіоприймача існуючого або дослідного ЗРМ.

3. «Радіодоступність РЕЗ» – забезпечує автоматизований розрахунок і прийняття рішення про радіодоступність або радіонедоступність РЕЗ певної радіотехнології і можливість створення ними перешкод інтермодуляції та блокування конкретним ЗРМ.

4. «Зона радіодоступності» – реалізує розрахунок зон радіодоступності існуючої ЗРМ з реального угруповання або дослідного (планованого) ЗРМ. Зона радіодоступності ЗРМ розраховується для еталонного передавача (ЕП). Тип і параметри ЕП визначає користувач шляхом вибору тестових ЕП для різних радіотехнологій з бази даних або введенням нових. Зона радіодоступності може бути розрахована для кожного з заданих користувачем ЕП і зберігається в базі даних підсистеми.

5. «Зона захисту по інтермодуляції» – реалізує розрахунок захисної зони від завад інтермодуляції для ЗРМ з реального угруповання або дослідного (планованого) ЗРМ. Зона захисту розраховується виходячи з припущення, що перешкоди інтермодуляції створює ЕП відповідної радіотехнології. Параметри дослідної (планової) СРК та ЕП визначає користувач аналогічно п. 4.

6. «Зона захисту по блокуванню» – реалізує розрахунок захисної зони від завад блокування для ЗРМ, яку обрано з реального угруповання, або дослідного (планованого) ЗРМ. Зона захисту розраховується виходячи з припущення, що перешкоди блокування створює тестовий ЕП відповідної радіотехнології. Параметри дослідного (планованого) ЗРМ та ЕП визначає користувач аналогічно п. 4.

3.2.4.2.2 Робота програмного забезпечення в режимі «Карта»

Після запуску програма переходить в режим «Карта». На екрані монітора користувача з'являється вікно, вигляд якого надано на рис. 3.2.23.

У головному вікні програми присутні наступні елементи:

- рядок заголовка програми;
- рядок меню;
- кнопки інструментів швидкого доступу;
- область налаштування відображення елементів карти;
- область відображення електронної карти;
- рядок стану програми.

У рядку заголовку програми відображається назва програми – «Розрахунок ЕМС засобів радіоконтролю» та режим її роботи. Наприклад, «Розрахунок ЕМС засобів радіоконтролю», або «Розрахунок ЕМС засобів радіоконтролю – Радіодоступність РЕЗ», або «Розрахунок ЕМС засобів радіоконтролю – Зона радіодоступності».

Рядок меню містить пункти: «Файл», «Карта», «Режим», «Параметри», «Допомога».

Пункт меню «Файл» містить підпункт «Вихід», який завершує роботу програми.

Пункт меню «Карта» містить підпункти:

- «Філії»;
- «Збільшити масштаб»;
- «Зменшити масштаб»;
- «Перемістити карту»;
- «У початковий вигляд».

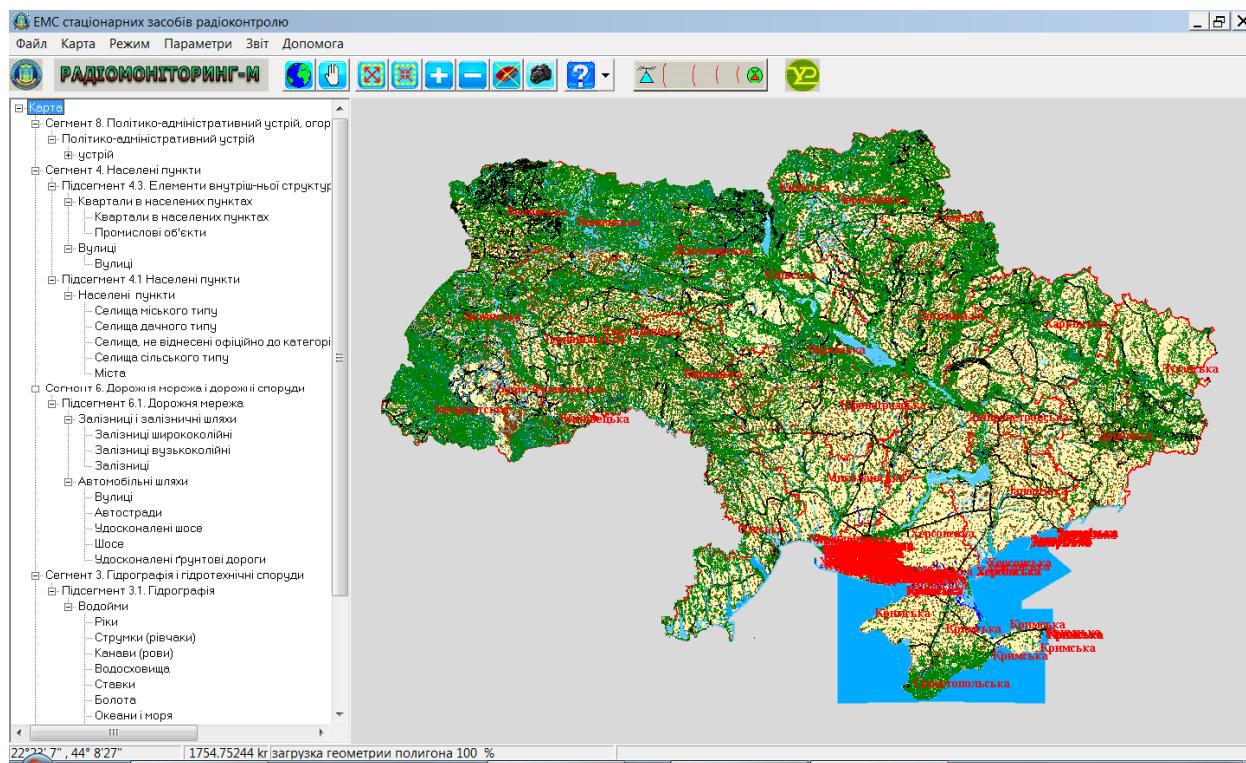


Рисунок 3.2.23 – Вигляд вікна програми в режимі «Карта»

При виборі підпункту «Області», користувач має можливість обрати карту філії (однієї з 26 або України в цілому), на якій буде проводитись розрахунок ЕМС.

Підпункт «Збільшити масштаб» збільшує масштаб карти на одну сьому. Масштаб карти також можна збільшувати прокруткою «на себе» маніпулятора «миша».

Підпункт «Зменшити масштаб» зменшує масштаб карти на одну сьому. Масштаб карти також можна зменшувати прокруткою «від себе» маніпулятора «миша».

При виборі підпункту «Перемістити карту» користувач має можливість за допомогою маніпулятора «миша» переміщувати зображення карти. У натиснутому стані лівої кнопки маніпулятора «миша» зображення карти переміщується разом з курсором.

При виборі підпункту «У початковий вигляд» програма переходить у режим відображення карти з масштабом 2000 км по діагоналі через центр області відображення.

Пункт меню «Режим» містить наступні підпункти:

- «Карта»;
- «Втрати на трасі ПРХ»;
- «Радіодоступність РЕЗ»;
- «Зона радіодоступності»;
- «Зона захисту по інтермодуляції»;
- «Зона захисту по блокуванню».

Підпункти меню нижніх рівнів та опису дії програми при виборі цих підпунктів надано в табл. 3.2.5.

Таблиця 3.2.5 – Підпункти нижніх рівнів пункту меню «Режим»

Підпункт меню «Режим»	Підпункти нижнього рівня	Дії програми при виборі підпункту меню
«Карта»	–	Перехід програми в режим відображення електронної карти місцевості
«Втрати на трасі ПРХ»	«Покриття»	Перехід програми в режим «Втрати на трасі ПРХ», підрежим «Покриття»
	«Доступність»	Перехід програми в режим «Втрати на трасі ПРХ», підрежим «Доступність»
«Радіодоступність РЕЗ»	–	Перехід програми в режим «Радіодоступність РЕЗ»
«Зона радіодоступності»	«дослідних ЗРМ»	Перехід програми в режим розрахунку зони радіодоступності дослідних (планових) станції радіоконтролю.
	«існуючих ЗРМ»	Перехід програми в режим розрахунку зон радіодоступності станції радіоконтролю, яку користувач має можливість обрати зі складу реального угруповання засобів радіоконтролю.

«Зона захисту по інтермодуляції»	«дослідних ЗРМ»	Перехід програми в режим розрахунку зони захисту від перешкод інтермодуляції дослідної (планової) станції радіоконтролю.
	«існуючих ЗРМ»	Перехід програми в режим розрахунку зон захисту від перешкод інтермодуляції станцій радіоконтролю, які користувач має можливість обрати зі складу реального угруповання засобів радіоконтролю.
«Зона захисту по блокуванню»	«дослідних ЗРМ»	Перехід програми в режим розрахунку зон захисту від перешкод блокування дослідних (планових) станцій радіоконтролю.
	«існуючих ЗРМ»	Перехід програми в режим розрахунку зон захисту від перешкод блокування станцій радіоконтролю, які користувач має можливість обрати зі складу реального угруповання засобів радіоконтролю.

Пункт меню «Параметри» містить наступні підпункти:

– «Дослідних ЗРМ» – надає змогу користувачеві створити та зберегти в базі даних будь-яку кількість дослідних (планованих) засобів радіоконтролю, задати кожному з них будь-які довільні параметри для проведення розрахунків в усіх режимах роботи програмного забезпечення, які передбачають використання дослідних ЗРМ;

– «Еталонних передавачів» – надає змогу користувачеві створити та зберегти в базі даних будь-яку кількість еталонних передавачів, задати параметри кожному з них та використовувати їх в усіх режимах роботи програмного забезпечення, які передбачають використання еталонних передавачів;

– «Щільність забудови» - призначений для вибору характеру забудови, яка

буде врахована при розрахунку втрат і рівня напруженості поля на трасі ПРХ за моделлю Окумура - Хата;

– «Змінити параметри методики 1546» – призначений для вибору додаткових параметрів методики 1546: відсоток часу доступності, тип траси ПРХ, тип місцевості.

Пункт меню «Допомога» містить наступні підпункти:

- «Інструкція користувачу» - виклик інструкції користувачу;
- «Про програму» - інформація про програму та розробників.

Панель швидкого доступу зліва направо:

- логотип ІРС «Радіомоніторинг-М» - при наведенні на нього висвітлюється електронна адреса розробника;

Кнопки інструментів швидкого доступу:

- «Обновити зображення» - оновлює зображення карти;

- «Перемістити карту» - дублює відповідний підпункти меню «Карта»;

- «Збільшити масштаб виділеного фрагменту» - дозволяє виділити маніпулятором «миша» відповідний фрагмент карти, який буде відмасштабований на повний екран;

- «У початковий вигляд» - дублює відповідний підпункти меню «Карта»;

- «Збільшити масштаб» - дублює відповідний підпункти меню «Карта»;

- «Зменшити масштаб» - дублює відповідний підпункти меню «Карта»;

- «Блокувати мишу» - блокує (при повторному натисканні розблоковує) маніпулятор «миша» від випадкових дій з картою;

- «Довідка» - додаткові функції для роботи з геометрією карти тобто: пошук перетину з точкою/лінією/рамкою, а також розрахунку дистанцій між точками;

- логотипи ПЗ «Зона-2» та ХНУРЕ.

В області налаштування відображення шарів карти у вигляді деревовидної структури відображаються сегменти, підсегменти, узагальнюючі об'єкти та елементи електронної карти, а також зони радіодоступності, що зберігаються в базі даних, позначки ЗРМ та РЕЗ, які підлягають відображенню. За допомогою контекстного меню, вигляд якого залежить від типу елемента, користувач може

увімкнути або вимкнути відображення сегменту карти, підсегменту у межах сегменту, узагальнюючих об'єктів та їх елементів, а також зон радіодоступності, позначок ЗРМ та РЕЗ.

У рядку стану програми зліва направо відображаються (рис. 3.2.23):

- географічні координати точки, на яку вказує курсор;
- відстань у кілометрах між верхнім лівим та нижнім правим кутами, що відображаються на карті;
- повідомлення про завантаження елементів карти;
- у режимі вимірювання відстаней – виміряна відстань і азимут від ЗРМ на РЕЗ.

3.2.4.2.3 Робота програми у режимі «Втрати на трасі ПРХ»

Режим роботи програми «Втрати на трасі ПРХ» має два підрежими «Покриття» та «Доступність» який забезпечує автоматизований розрахунок рівня втрат на трасі ПРХ, рівня напруженості поля на вході антени СРК і потужності сигналу на вході радіоприймача ЗРМ від РЕЗ із заданими параметрами. Параметри ЗРМ і РЕЗ визначаються користувачем і беруться ним із бази даних для реальних ЗРМ і РЕЗ або вводяться для дослідних ЗРМ і ЕП. Для розрахунку рівня втрат на трасі розповсюдження радіохвиль і рівня напруженості поля використовуються наступні моделі.

1. За рекомендацією МСЕ-R P.525-2 – «Розрахунок ослаблення у вільному просторі». Умови застосування: без обмежень в діапазоні частот 30 – 30 000 МГц .

2. За методом Окумура-Хата. Умови застосування: сільська і міська місцевість із різною щільністю забудови, діапазон частот від 30 до 1000МГц, дальність від 1 до 20 км, висота СРК від 1 до 10 м, висота РЕЗ від 10 до 200 м. Доцільно використати для оцінки втрат на трасі ПРХ для низькорозміщених СРК (мобільних і портативних) і РЕЗ радіотехнологій відповідного діапазону.

3. За рекомендацією MCE-R P.1546-4 – «Метод прогнозування для трас зв'язку «пункту із зоною» для наземних служб в діапазоні частот від 30 МГц до 3000 МГц» і її модифікацією для розрахунків радіодоступності. Умови застосування викладені в рекомендації. Виключенням є обмеження на мінімальну висоту РЕЗ, яка повинна бути не менше 2 м. Дозволяє отримати найбільш достовірні результати і являється базовою для діапазону частот 30-3000 МГц.

4. За рекомендацією MCE-R P.526-12 – «Прогнозування розповсюдження радіохвиль за рахунок дифракції». Обмежень на застосування в діапазоні частот 30 – 30 000 МГц немає. Але в умовах, коли перша зона Френеля не торкається перешкод, модель дає занижені втрати і відповідно завищену напруженість поля в кінці траси, так як базується на умовах ПРХ у вільному просторі. Призначена для проведення розрахунків в діапазоні частот 3000-30 000 МГц.

Для переведу програми в режим «Втрати на трасі ПРХ» необхідно у рядку головного меню вибрати пункт «Режим», підпункт «Втрати на трасі ПРХ» та обрати один з пунктів меню нижчого рівня «Покриття» або «Доступність» (рис. 3.2.24).

Подальша робота програми в підрежимах «Покриття» та «Доступність» з точки зору дій користувача однакова. Різниця полягає лише в інтерпретації умов та результатів розрахунків.

У підрежимі «Покриття» у точці початку відліку дальності знаходиться РЕЗ з параметрами, які задаються користувачем. При розрахунках ЗРМ, параметри якого також задає користувач, переміщується вдовж визначеної користувачем прямолінійної траси розповсюдження радіохвиль. У підрежимі «Доступність» у точці початку відліку дальності знаходиться ЗРМ з параметрами, які задаються користувачем. При розрахунках РЕЗ, параметри якого також задає користувач, переміщується вздовж визначеної на карті прямолінійної траси розповсюдження радіохвиль.

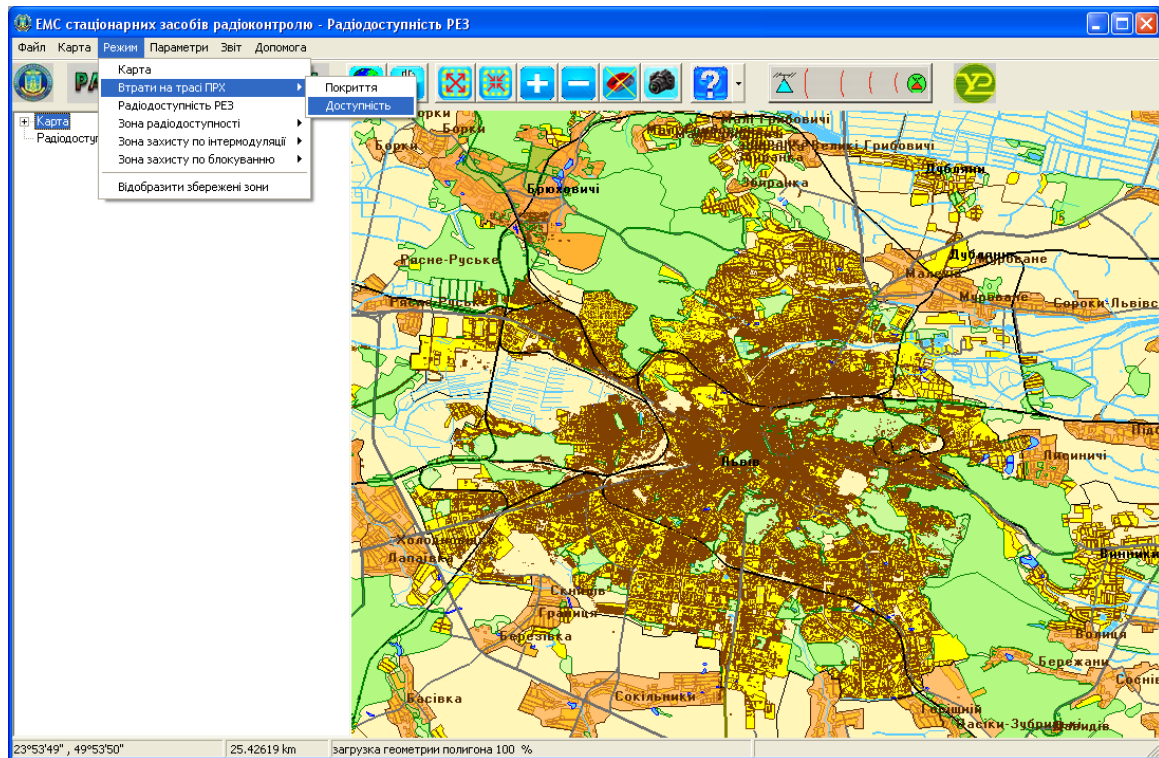


Рисунок 3.2.24 – Вікно програми вибору підрежимів «Покриття» або «Доступність» і траси ПРХ

Після переведу програми в підрежим «Покриття» або «Доступність» користувач має в області карти обрати трасу ПРХ для якої буде виконуватися розрахунок. Вибір траси здійснюється між двома точками пересуванням маніпулятора "миша" з натиснутою лівою кнопкою. В результаті вибору траси ПРХ програма здійснює вибірку з бази даних відомостей про рельєф та забудову траси ПРХ. На екрані монітора з'являється вікно для проведення розрахунків, загальний вигляд якого надано на рис. 3.2.25.

Вікно програми з результатами розрахунків втрат на трасі ПРХ містить (зверху - вниз і зліва – направо) наступні елементи:

- графік для відображення залежності затухання сигналу на трасі ПРХ, або напруженості поля на трасі ПРХ, або потужності сигналу на вході радіоприймача від дальності ЗРМ-РЕЗ;
- графік, що відображає рельєф місцевості на трасі ПРХ та еліпс першої зони Френеля;
- групу елементів, що задають параметри РЕЗ;

- групу елементів, що задають параметри ЗРМ;
- маркер, за допомогою якого задається рівень вимірювання: чутливості або інтермодуляції або блокування радіоприймача ЗРМ;
- групу елементів, що визначає моделі розповсюдження радіохвиль відповідно до яких виконуються розрахунки на трасі ПРХ;
- прапорець «У файл»;
- кнопку "Розрахунок";

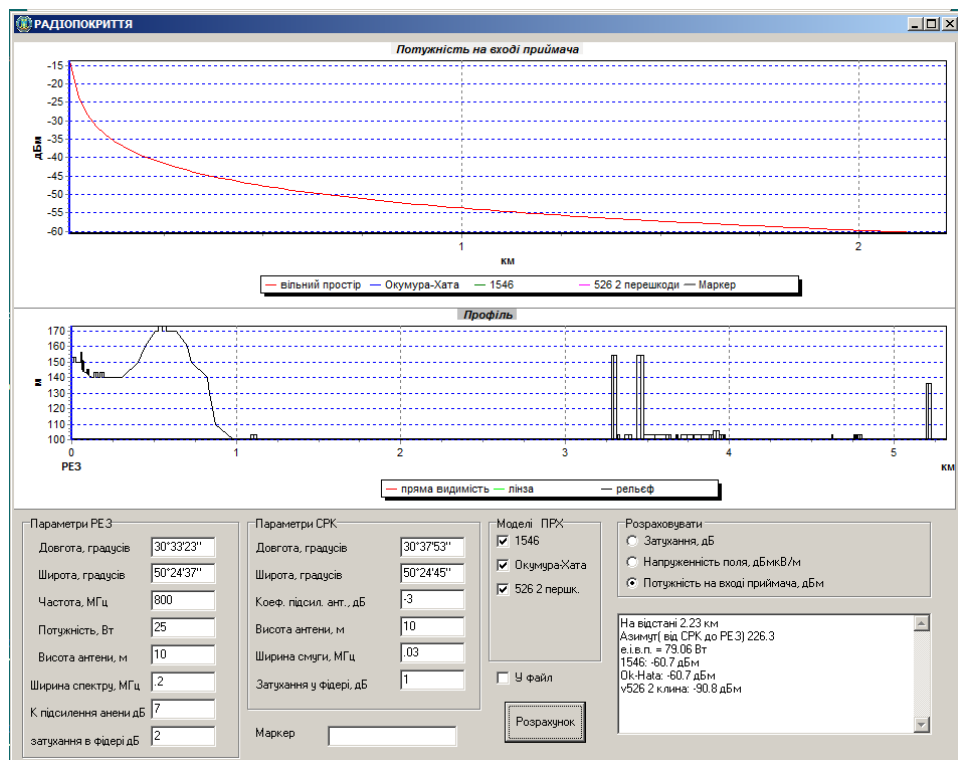


Рисунок 3.2.25 – Вікно програми для розрахунків на трасі ПРХ

- групу перемикачів, яка визначає, що саме має бути відображено на верхньому графіку: затухання на трасі ПРХ, напруженість поля в точці прийому, потужність сигналу на вході радіоприймача ЗРМ ;
- область відображення текстової інформації із результатами розрахунків в точці прийому.

Користувач має можливість виконувати наступні дії:

- задавати параметри РЕЗ;
- задавати параметри ЗРМ;

– обрати одну або декілька моделей, відповідно до яких буде виконано розрахунок на трасі ПРХ;

– обрати один з варіантів відображення на графіках: або згукання сигналу, або напруженості поля, або потужності сигналу на вході радіоприймача ЗРМ на трасі ПРХ.

Після того, як обрані параметри для проведення розрахунків та відображення їх результатів, необхідно натиснути кнопку «Розрахунок». В результаті на графіках відобразиться розраховане значення згукання сигналу РЕЗ (дБ), або напруженості поля (дБмкВ/м), або потужності сигналу на вході радіоприймача (дБм) в залежності від дальності на визначеній трасі ПРХ (рис. 3.2.26 і 3.2.27).

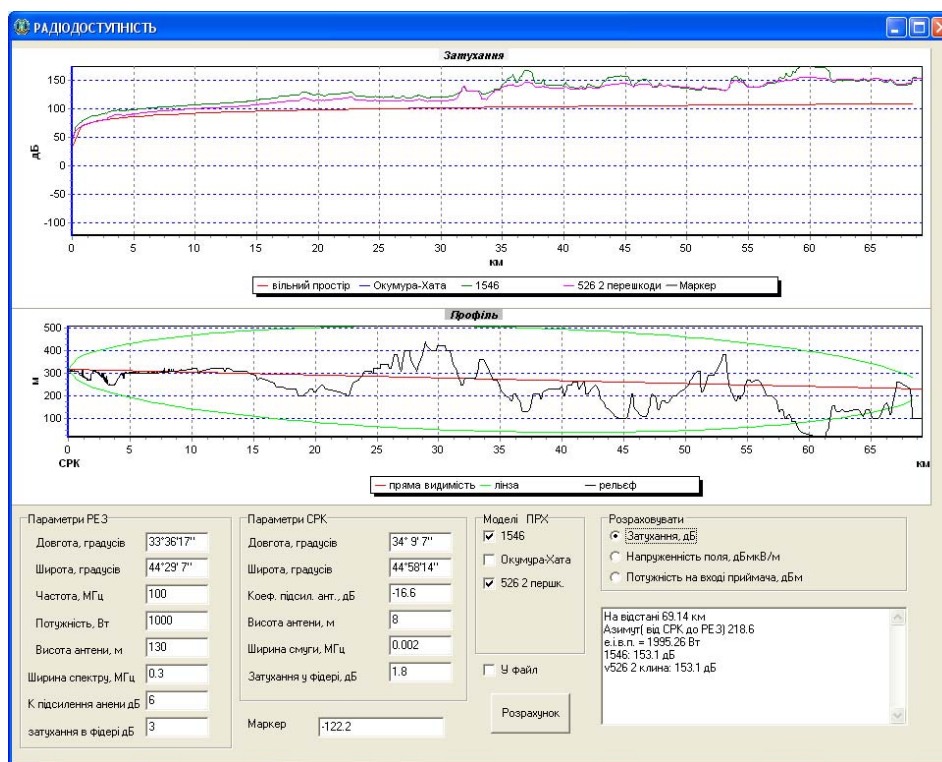


Рисунок 3.2.26 – Вікно програми з результатами розрахунків згукання на трасі ПРХ

Кожній з обраних моделей відповідає один з графіків згукання/напруженості поля/потужності сигналу різного кольору:

– червоного за рекомендацією MCE-R P.525-2

- синього за методом Окумура-Хата;
- зеленого за рекомендацією MCE-R P.1546-4;
- бузкового за рекомендацією MCE-R P.526-12.

Користувач має змогу змінити один, або декілька параметрів та повторити розрахунки.

Числові данні результатів розрахунків можуть бути збережені у текстовому файлі для детального аналізу іншими програмними засобами. При увімкненні прапорця «У файл» з'являється діалогове вікно, в якому користувачу буде запропоновано задати назву та повний шлях до текстового файлу. Результати розрахунку у текстовому файлі будуть збережені у вигляді:

- відстань;
- довгота і широта точки початку траси ПРХ;
- довгота і широта точки кінця траси ПРХ;
- результат розрахунку затухання / напруженості поля / потужності сигналу на вході радіоприймача (в залежності від вибору користувача).



Рисунок 3.2.27 – Вікно програми з результатами розрахунків напруженості поля на трасі ПРХ

Після закриття вікна, що відображає результати розрахунків затухання на трасі ПРХ, користувач має змогу обрати на карті нову трасу ПРХ і виконати для неї описані вище розрахунки, або перевести програму в інший режим, обравши відповідний пункт меню.

3.2.4.2.4 Робота програми в режимі "Радіодоступність РЕЗ"

У режимі «Радіодоступність РЕЗ» програма виконує розрахунок потужності сигналу на вході радіоприймача реального або дослідного (плануемого) ЗРМ та приймає рішення про доступність або недоступність для радіоконтролю кожного з РЕЗ обраної користувачем радіотехнології, а також про можливість створення цими РЕЗ перешкод інтермодуляції та блокування на вході указанного ЗРМ.

Для переведу програми в режим «Радіодоступність РЕЗ» необхідно обрати пункт меню «Режим» підпункт «Радіодоступність РЕЗ». вікно програми прийме вигляд, який надано на рис. 3.2.28.

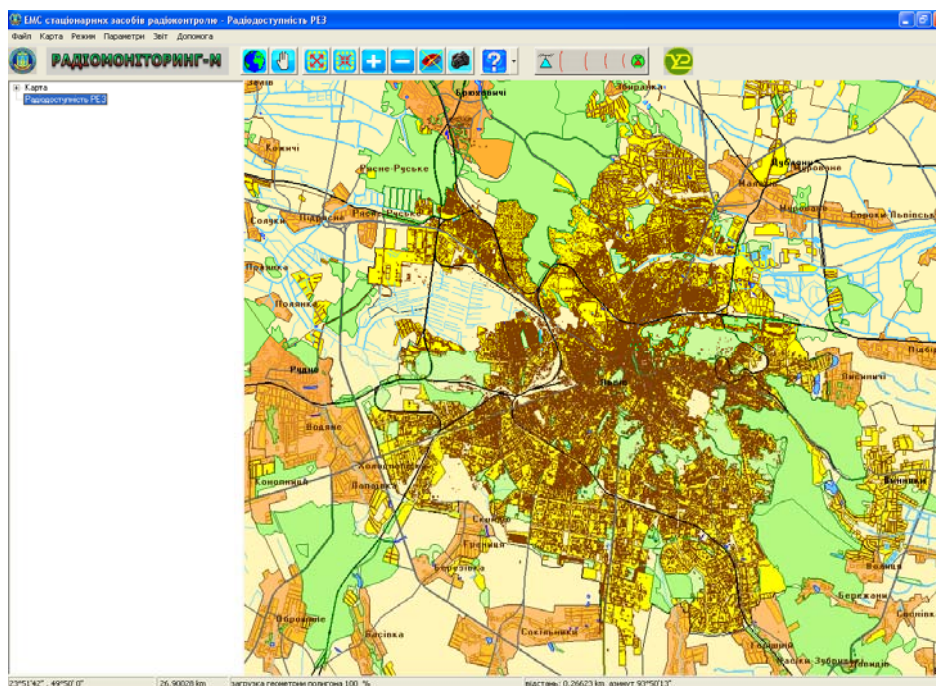


Рисунок 3.2.28 – Вигляд вікна програми при переході в режимі «Радіодоступність РЕЗ»

У дереві параметрів відображення елементів електронної карти з'явиться нова гілка з назвою «Радіодоступність РЕЗ». При наведенні курсору на цю гілку деревовидної структури та натисканні правої кнопки маніпулятора з'являється контекстне меню (рис. 3.2.28). Контекстне меню має наступні пункти:

– «відключити зображення шару» – дає змогу користувачу увімкнути/вимкнути відображення шару;

– «заборонити пошук в піддереві» - дає змогу обмежити обсяг даних, що виводяться при запиті про відповідні групи об'єктів;

– «оцінити доступність РЕЗ» - дає змогу обрати параметри для оцінки радіодоступності, зокрема: модель розповсюдження радіохвиль; тип ЗРМ; смуга пропускання приймача; назва радіотехнології, просторові обмеження.

При виборі користувачем підпункту «оцінити доступність РЕЗ...» на екрані програми з'являється вікно вибору умов оцінки радіодоступності РЕЗ існуючого ЗРМ з реального угруповання або дослідного ЗРК. Загальний вигляд вікна надано на рис. 3.2.29.

В указаному вікні присутні наступні елементи:

– перемикач «Методика розрахунку» – дає змогу користувачу обрати методику відповідно до якої будуть проводитися розрахунки потужності сигналу на вході радіоприймача ЗРМ. Якщо перемикач знаходиться у положенні «1546» – обрано модель розрахунку відповідно до рекомендації МСЕ-R P.1546-4 а якщо робоча частота передавача вище 3 ГГц, то розрахунок автоматично виконується за моделлю, викладеній у рекомендації МСЕ-R P.526-12;

The image shows three identical window titles 'Оцінка доступності РЕЗ'. Each window contains the following elements:

- Методика розрахунку:** Radio buttons for '1546' (selected) and '526 2 перешкоди'.
- Тип СРК:** Radio buttons for 'дослідна' and 'існуюча' (selected).
- Оберіть пост радіоконтролю:** Dropdown menu with 'K5' selected.
- Оберіть тип СРК:** Dropdown menu with 'АИК-СП' selected.
- Оберіть смугу пропускання:** Dropdown menu with 'АИК-СП_110' selected.
- Оберіть плановий СРК:** Dropdown menu with 'M7_UMS-100' selected.
- Оберіть технологію:** Dropdown menu with 'аналогове звукове мовлення' selected.
- Обмежити колон:** Checkbox (unchecked).
- Параметри обмеження:**
 - Довгота, градусів: 30°22'44"
 - Широта, градусів: 50°26' 3"
 - Радіус обмеження, км: 4
 - Buttons: 'З буферу обміну', 'Скопіювати з СРК'.
- Розрахувати:** Button at the bottom.

а)

б)

в)

Рисунок 3.2.29 – Вікно вибору умов оцінки радіодоступності РЕЗ реального угруповання а) – існуючими ЗРМ, б) - дослідними ЗРМ, в) - із заданням обмежень

– перемикач «Тип СРК», яка дає змогу користувачу виконувати розрахунки (для дослідних чи існуючих ЗРМ та приймати рішення про недоступність / доступність / можливість перешкод інтермодуляції / блокування. Якщо перемикач знаходиться у положенні "існуючий" (рис. 3.2.29 а), то активними є випадаючі списки: «Оберіть пост радіоконтролю», «Оберіть тип СРК», «Оберіть смугу пропускання», а випадаючий список «Оберіть плановий СРК» є неактивним. Усі розрахунки проводяться для ЗРМ з реального угруповання засобів радіоконтролю. Якщо перемикач знаходиться у положенні «дослідний», то активним є випадаючий список «Оберіть плановий СРК», а випадаючі списки «Оберіть пост радіоконтролю», «Оберіть тип СРК», «Оберіть смугу пропускання» є неактивними, тому всі розрахунки проводяться для дослідного (планованого) ЗРМ;

– активований випадаючий список «Оберіть пост радіоконтролю» дає змогу користувачу обрати реальний СРК з тих, що є в базі даних угруповання ЗРМ;

– активований випадаючий список «Оберіть тип СРК» дає змогу користувачу обрати тип ЗРМ з тих, що маються на обраному посту радіоконтролю;

– активований випадаючий список «Оберіть смугу пропускання» дає змогу користувачу обрати режим роботи обраного ЗРМ (смугу пропускання) на відповідному посту контролю. Для обраного режиму роботи обраного ЗРМ на відповідному посту контролю будуть виконуватися усі подальші розрахунки та прийматися рішення про недоступність/доступність/можливість перешкод інтермодуляції/блокування;

– активований випадаючий список «Оберіть дослідну СРК» (рис. 3.2.29 б) дає змогу користувачу обрати плановий ЗРМ для якого будуть виконуватися усі подальші розрахунки та прийматися рішення про недоступність/доступність/можливість створення перешкод інтермодуляції/блокування;

– випадаючий список «Оберіть радіотехнологію» – дає змогу користувачу обрати радіотехнологію, для РЕЗ якої будуть виконуватися розрахунки та прийматися рішення про недоступність / доступність / можливість створення перешкод інтермодуляції / блокування;

- перемикач «Обмежити колом» – дає змогу користувачу обмежити зону з якої будуть обиратися РЕЗ для перевірки радіодоступності. При включенні цього перемикача можна задати параметри обмеження: центр кола та його радіус. Координати центру кола можна задавати або вручну, або обрати координати ЗРМ, або вибрати з буферу обміну координат. Для цього, коли нажата кнопка «Блокувати мишу», необхідно подвійно натиснути ліву клавішу маніпулятора "миші" в області відображення карти;

– індикатор ходу процесу розрахунку;

– кнопка «Розрахувати».

Для виконання розрахунків та прийняття рішень щодо доступності/недоступності радіоелектронних засобів певної радіотехнології одній із СРК реального угруповання ЗРМ, а також щодо можливості створення на вході цієї СРК перешкод інтермодуляції та блокування користувач має виконати наступні дії:

– увімкнути перемикач «Тип СРК» в положення «діючий». При цьому

випадаючі списки «Оберіть пост радіоконтролю», «Оберіть тип СРК», «Оберіть смугу пропускання» стануть активними та доступними для змін, а випадаючий список «Оберіть плановий СРК» стане неактивним – недоступним для змін;

- у випадаючих списках «Оберіть пост радіоконтролю», «Оберіть тип СРК», «Оберіть смугу пропускання» обрати відповідно пост радіоконтролю, тип ЗРМ та смугу пропускання обраного ЗРМ;

- у випадаючому списку «Оберіть радіотехнологію» обрати радіотехнологію для РЕЗ якої необхідно виконати розрахунок;

- увімкнути перемикач «Методика розрахунку» в положення, яке відповідає умовному позначенню методики;

- задати координати СРК за допомогою кнопок "Скопіювати з СРК" або "З буферу обміну"

- натиснути кнопку «Розрахувати».

Після того, як буде натиснуто кнопку «Розрахувати» програма почне виконувати розрахунок. Обсяг розрахунків, що виконано і що залишилося виконати можна оцінювати по стану індикатору ходу процесу розрахунків.

Для виконання розрахунків та прийняття рішень щодо доступності/недоступності радіоелектронних засобів певної радіотехнології одному із дослідних (планових) ЗРМ, а також щодо можливості створення на вході цього ЗРМ перешкод інтермодуляції та блокування користувач має виконати наступні дії:

- увімкнути перемикач «Тип СРК» в положення «дослідна». При цьому випадаючі списки «Оберіть пост радіоконтролю», «Оберіть тип СРК», «Оберіть смугу пропускання» стануть неактивними – недоступними для змін, а випадаючий список «Оберіть плановий СРК» стане активним, т. е. доступним для змін;

- у випадаючому списку «Оберіть плановий СРК» обрати один з планових СРК, що міститься у базі даних;

- у випадаючому списку «Оберіть радіотехнологію» обрати радіотехнологію для РЕЗ якої необхідно виконати розрахунок;

- увімкнути перемикач «Методика розрахунку» в положення, яке відповідає умовному позначенню методики;

– натиснути кнопку «Розрахувати».

Після натискання кнопки «Розрахувати» програма почне виконувати розрахунок. Обсяг розрахунків, що виконано і що залишилося виконати можна оцінювати по стану індикатора ходу процесу розрахунків. По закінченні розрахунків вікно вибору умов розрахунків радіодоступності РЕЗ зникне, а на електронній карті з'являться значок обраного ЗРМ та значки РЕЗ вибраної радіотехнології (рис. 3.2.30), колір яких залежить від прийнятого рішення відносно РЕЗ:

- у зеленому колі - РЕЗ доступні;
- у білому квадраті РЕЗ недоступні;
- червоний – РЕЗ створюють завади інтермодуляції або блокування.

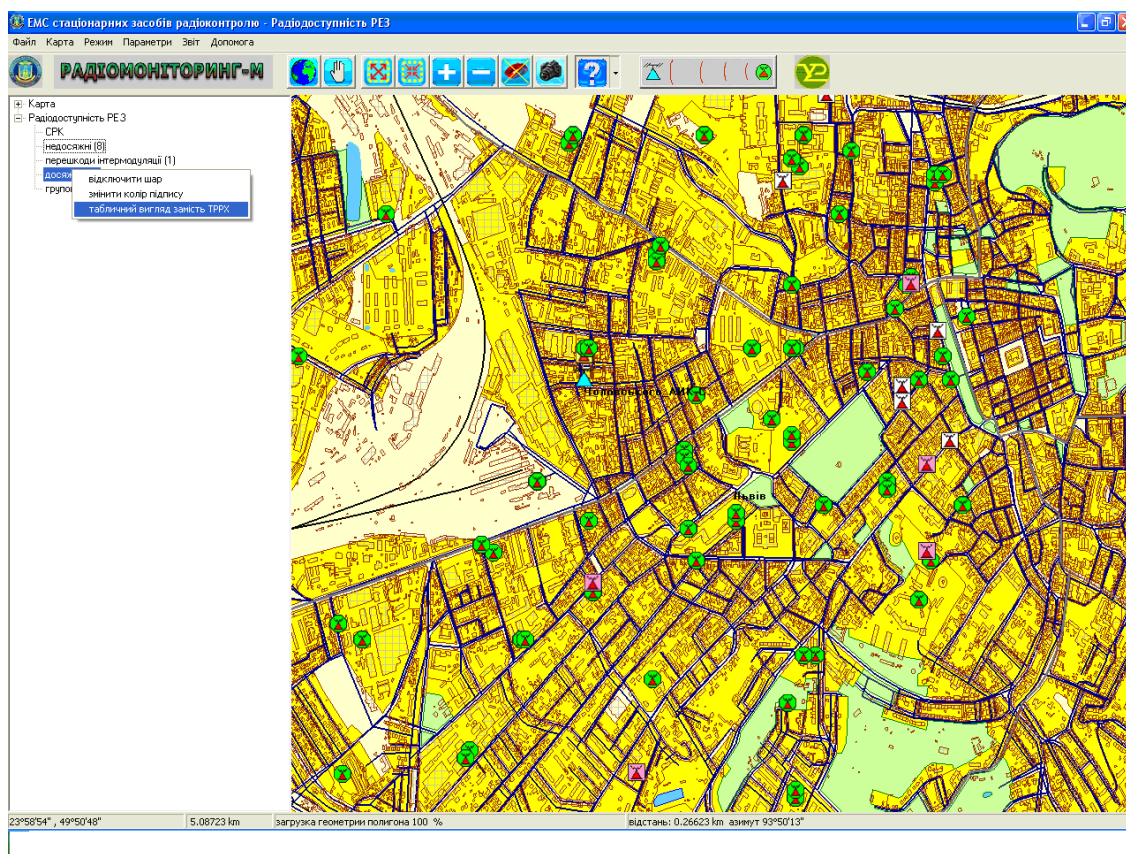
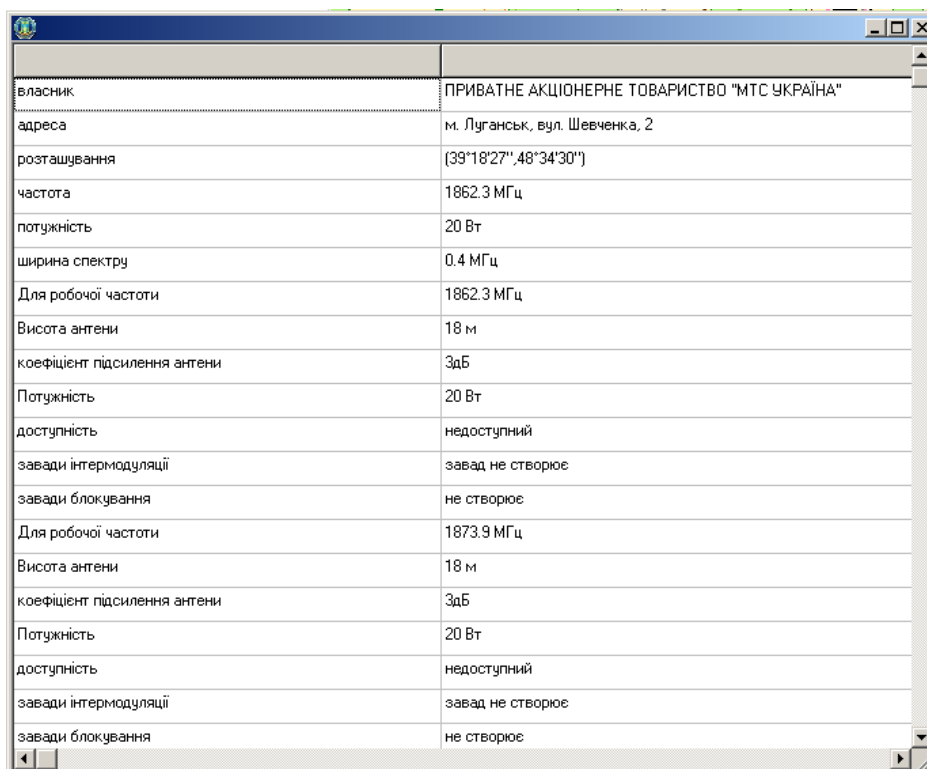


Рисунок 3.2.30 – Вікно відображення результатів розрахунку радіодоступності РЕЗ

Для отримання докладної інформації про РЕЗ необхідно натиснути кнопку «Довідка...», у випадаючому списку вибрати «Пошук перетину з рамкою» і виділити рамкою значок конкретного РЕЗ. На екрані монітору з'явиться табличне

вікно (рис. 3.2.31) довідки з інформацією про його доступність / недоступність і створення / не створення ним перешкод інтермодуляції / блокування.

Для того, щоб проаналізувати трасу ПРХ між обраними ЗРМ і РЕЗ, необхідно у дереві шарів (рис. 3.2.32) визвати контекстне меню для властивостей РЕЗ, вибрати пункт «аналіз ТПРХ замість таблиці» та повторити процедуру «Пошук перетину з рамкою». Після відпускання лівої кнопки маніпулятора "миша" почнеться звернення до БД і с деякою затримкою з'явиться вікно «аналіз траси ПРХ- доступність» (рис. 3.2.33) в якому всі поля будуть автоматично заповнені з БД параметрами ЗРМ та РЕЗ. В полі «Маркер» буде зазначена чутливість приймача, а в інформаційному полі буде надана більш повна інформація про ЗРМ та РЕЗ .



власник	ПРИВАТНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО "МТС УКРАЇНА"
адреса	м. Луганськ, вул. Шевченка, 2
розташування	(39°18'27", 48°34'30")
частота	1862.3 МГц
потужність	20 Вт
ширина спектру	0.4 МГц
Для робочої частоти	1862.3 МГц
Висота антени	18 м
коефіцієнт підсилення антени	3дБ
Потужність	20 Вт
доступність	недоступний
завади інтермодуляції	завад не створює
завади блокування	не створює
Для робочої частоти	1873.9 МГц
Висота антени	18 м
коефіцієнт підсилення антени	3дБ
Потужність	20 Вт
доступність	недоступний
завади інтермодуляції	завад не створює
завади блокування	не створює

Рисунок 3.2.31 - Табличне вікно довідки з інформацією про радіодоступність і створення завад ЗРМ конкретним РЕЗ

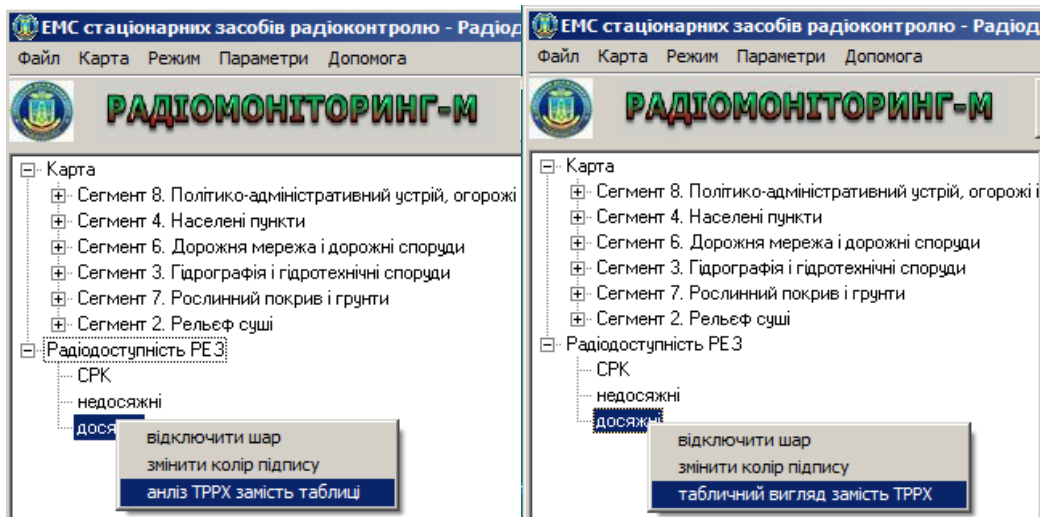


Рисунок 3.2.32 - Властивості шару РЕЗ

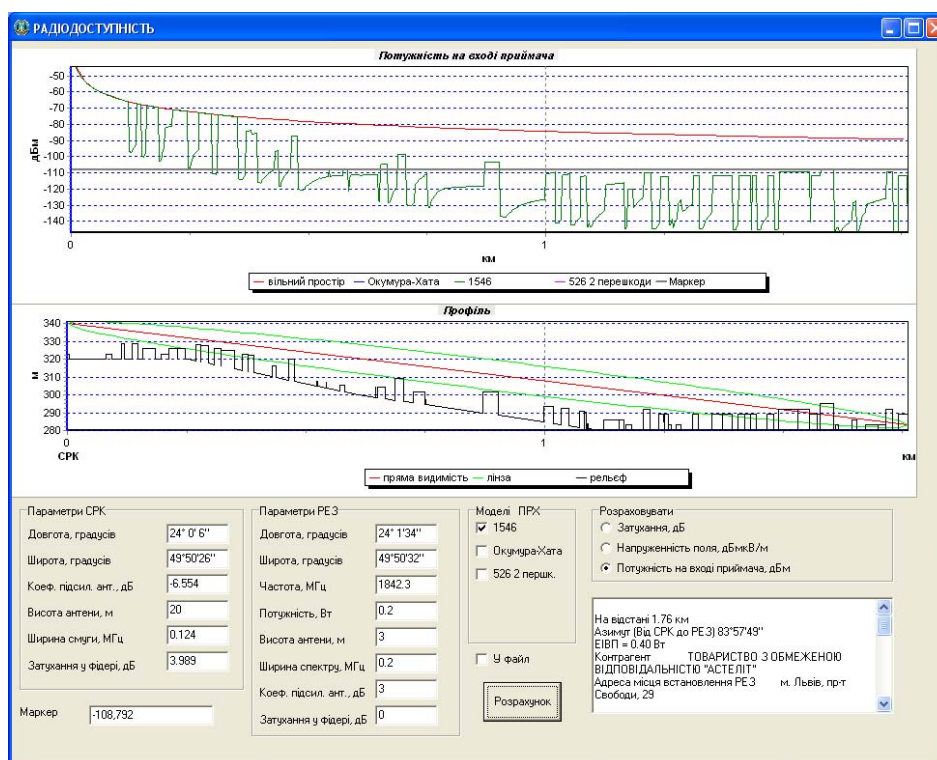


Рисунок 3.2.33 - Аналіз траси ПРХ для обраного РЕЗ

3.2.4.2.5 Робота програми в режимі «Зона радіодоступності»

У процесі функціонування ЗРМ виконують операції з виявлення радіовипромінювань та вимірювання їх основних і додаткових параметрів.

Для виконання кожної з перелічених операцій з показниками якості не гірше заданих, на вході приймача станції радіоконтролю повинно забезпечуватися співвідношення сигнал/шум не менш заданого значення для кожної з операцій.

В базі даних внесена інформація про рівень $C/\text{Ш} = 10$ дБ на вході приймачів СРК, який відповідає операції виявлення радіовипромінювань РЕЗ.

В режимі «Зона радіодоступності» може виконуватись розрахунок зон радіодоступності для існуючих ЗРМ з бази даних реального угруповання засобів радіоконтролю або дослідних ЗРМ, параметри і місце розташування яких задає користувач.

Для створення нового (редагування параметрів раніше створеного) дослідного ЗРМ необхідно вибрати в пункті меню «Параметри» підпункт «Дослідних СРК».

На екрані з'являється вікно загальний вигляд якого наведено на рис. 3.2.34.

Рисунок 3.2.34 – Загальний вигляд вікна вводу/редагування параметрів дослідних ЗРМ

Вікно містить наступні елементи:

- перелік дослідних СРК;
- область полів вводу параметрів СРК;
- кнопки «Додати», «Видалити», «Зберегти зміни».

Перелік дослідних ЗРМ містить умовні назви тих, що зберігаються в базі даних. Назва однієї з дослідних станцій радіоконтролю виділяється фоном синього кольору. Ця СРК є обраною в списку. Її характеристики відображаються в області полів вводу параметрів СРК.

В області параметрів дослідної СРК відображаються:

- довгота і широта точки, в якій планується розмістити СРК, градуси;
- умовна назва дослідної станції радіоконтролю;
- чутливість приймача дослідної СРК, дБм;
- ширина смуги пропускання приймача дослідної СРК на рівні мінус 3 дБ, МГц;
- коефіцієнт підсилення антени СРК, дБ;
- висота підйому антени СРК, м;
- втрати у фідері між приймачем та антеною, дБ;
- припустимий рівень перешкоди по блокуванню, дБм;
- припустимий рівень перешкоди інтермодуляції дБм.

Всі перелічені параметри користувач може змінити.

При натисканні кнопки «Додати» – у базі даних створюється нова дослідна СРК із параметрами, що задані в полях вводу параметрів. Назва її з'являється у переліку дослідних СРК.

При натисканні кнопки «Видалити» – з бази даних буде видалено виділену в переліку дослідну СРК.

При натисканні кнопки «Зберегти зміни» – у базі даних зберігаються ті параметри, що задані в відповідних полях вводу для обраної в переліку СРК

Для того, щоб задати параметри еталонних передавачів необхідно вибрати в пункті рядка меню «Параметри» підпункт «Еталонних передавачів».

На екрані з'являється вікно, загальний вигляд якого надано на рис. 3.2.35.

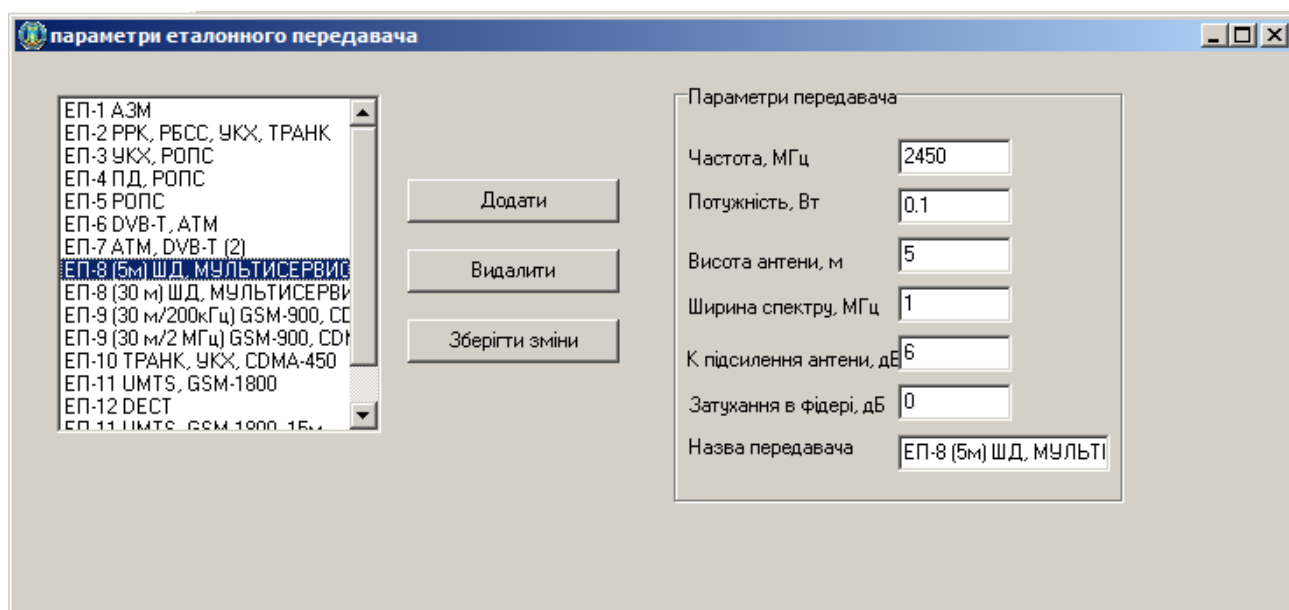


Рисунок 3.2.35 – Загальний вигляд вікна вводу/редагування параметрів еталонних передавачів

Вікно містить наступні елементи:

- перелік еталонних передавачів (ЕП);
- кнопки «Додати», «Видалити», «Зберегти зміни»;
- область полів для відображення параметрів ЕП, назва якого виділена в переліку.

Перелік ЕП містить умовні назви тих ЕП, що зберігаються в базі даних. Назва одного з них у переліку виділяється фоном іншого кольору. Цей передавач є обраним в списку. Його характеристики відображуються в області полів параметрів ЕП.

В області параметрів ЕП відображаються:

- робоча частота, МГц;
- потужність, Вт;
- висота підйому антени, м;
- ширина спектру сигналу на рівні мінус 3 дБ, МГц;
- коефіцієнт підсилення антени, дБ;
- втрати у фідері між передавачем та антеною, дБ;
- умовна назва передавача.

Всі перелічені параметри користувач може змінювати.

При натисканні кнопки «Додати» – відповідні параметри записуються до бази даних, в якій створюється новий ЕП. Його назва з'являється у переліку передавачів.

При натисканні кнопки «Видалити» – ЕП, що є виділеним, буде видалено з бази даних.

При натисканні кнопки «Зберегти зміни» зберігаються ті параметри, що задані в полях вводу для обраного в переліку ЕП.

Таким чином користувач може задати необмежену кількість ЕП із різними параметрами.

Для переводу програми в режим розрахунку зони радіодоступності дослідної СРК необхідно вибрати в пункті меню «Режим» підпункт «Зона радіодоступності», далі обирається «дослідних СРК». На екрані монітору з'являється вікно загальний вид якого надано на рис. 3.2.36.

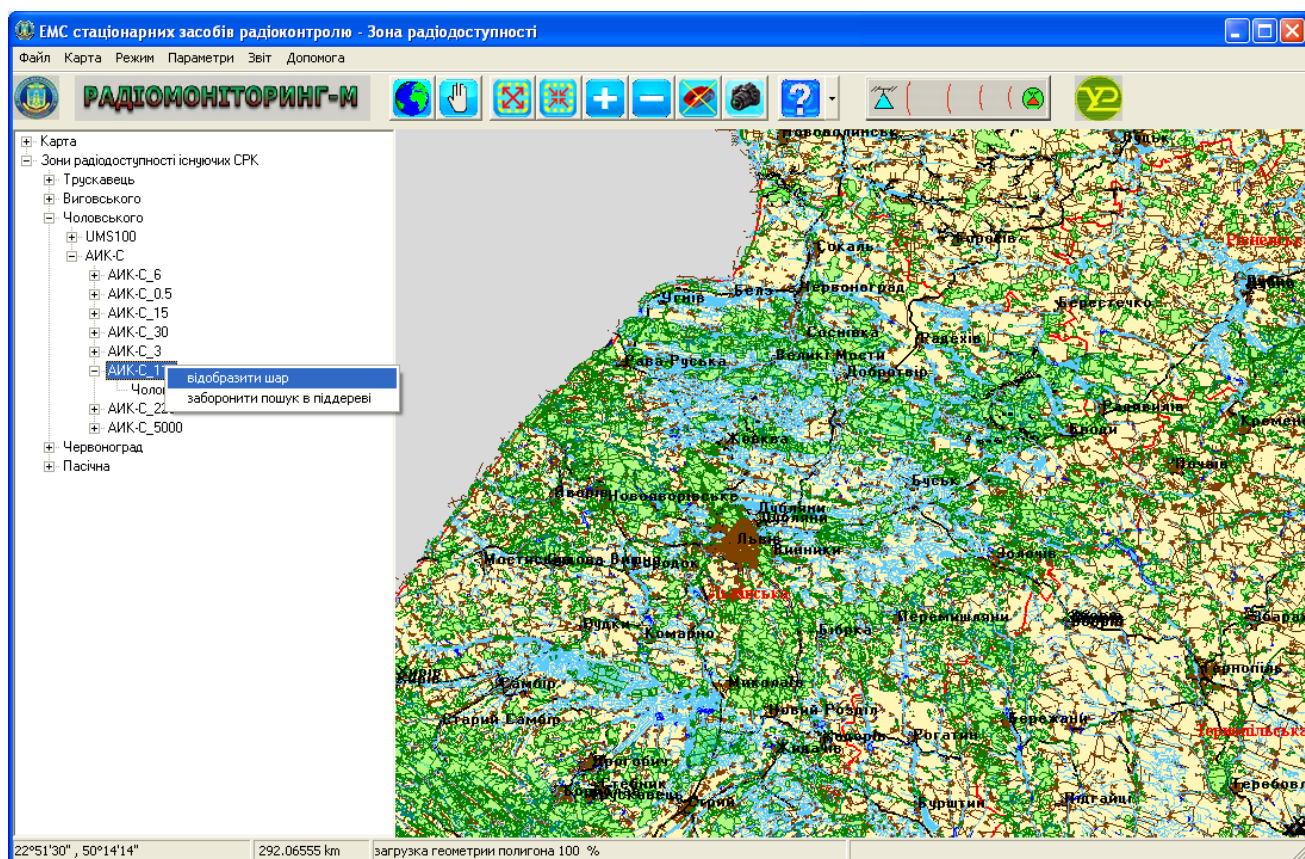


Рисунок 3.2.36 – Загальний вигляд вікна програми при розрахунку зон радіодоступності дослідних СРК

Основні елементи управління в вікні програми, в режимі розрахунку зони радіодоступності дослідної СРК такі самі, як і в режимі «Карта».

У режимі розрахунку зони радіодоступності дослідної СРК у лівому вікні відображається деревовидна ієрархічна структура елементів карти з гілкою «Зони доступності планових СРК». Від неї відходять гілки, імена яких відповідають іменам дослідних СРК, що зберігаються в базі даних.

Від гілки із ім'ям дослідної СРК відходять листки, які відповідають зонам радіодоступності ЕП, що зберігаються в базі даних.

При натисканні правої кнопки маніпулятора «миша» на листку зони радіодоступності з'являється контекстне меню. Загальний вигляд вікна програми у режимі розрахунку зони радіодоступності дослідної СРК із відкритим контекстним меню зони радіодоступності наведено на рис. 3.2.37.

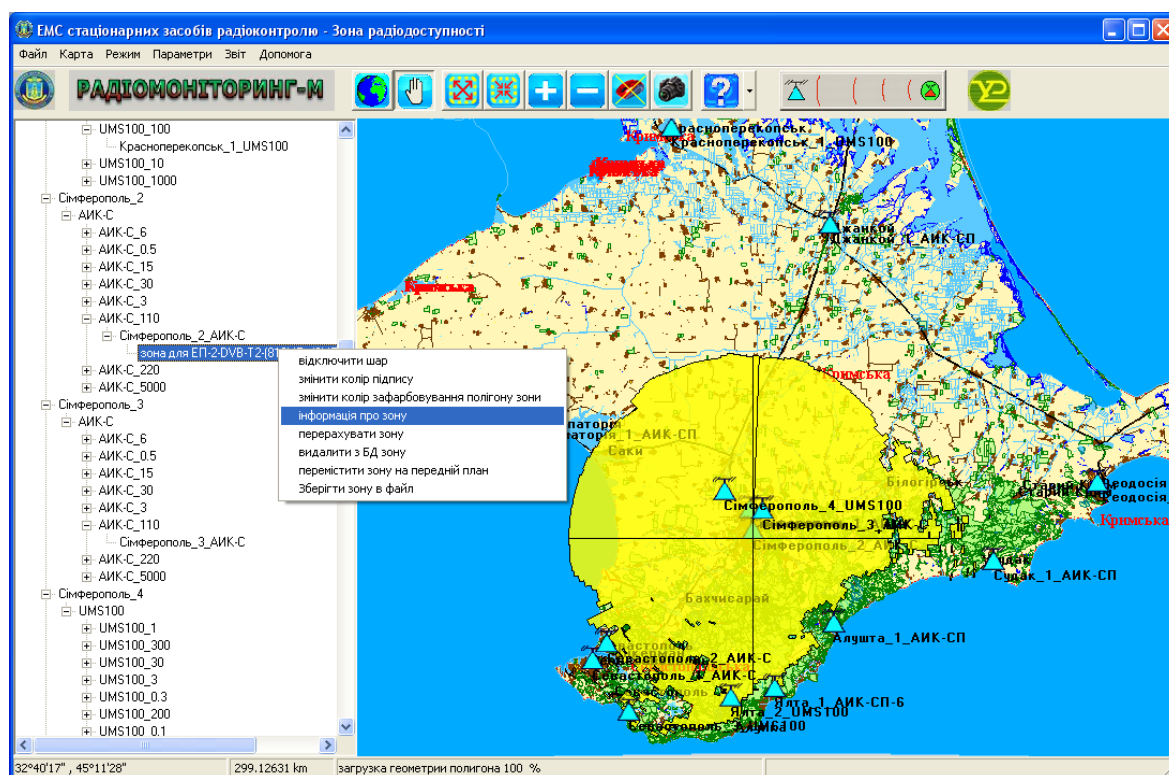


Рисунок 3.2.37 – Загальний вигляд вікна програми при розрахунку зони радіодоступності дослідних СРК із відкритим контекстним меню

У контекстному меню містяться наступні пункти:

- відключити/включити шар – дає змогу користувачу увімкнути/вимкнути відображення поточної зони радіодоступності;
- змінити колір підпису – дає змогу користувачу змінити колір підпису, що відноситься до поточної зони радіодоступності;
- змінити колір зафарбування полігону зони – дає змогу користувачу змінити колір зафарбування полігону поточної зони радіодоступності;
- інформація про зону – при виборі цього пункту меню на екрані монітору користувача з'являється вікно з інформацією про зону радіодоступності;
- перерахувати зону – дає змогу виконати дії що до розрахунку/ перерахунку зони радіодоступності повністю, або частково у необхідному секторі;
- видалити зону – при виборі цього підпункту обрану зону радіодоступності буде видалено;
- перенести зону на передній план – при обиранні цього пункту шар відповідної зони буде відображатися над усіма іншими.

При виборі у контекстному меню пункту «перерахувати/розрахувати зону» на екрані користувача з'являється вікно параметрів розрахунку зони радіодоступності загальний вигляд якого показано на рис. 3.2.38.

Вікно містить наступні елементи:

- область параметрів РЕЗ – містить параметри ЕП, що наводяться виключно для інформації, тому користувач не може їх змінити;
- область параметрів СРК – містить параметри поточної дослідної СРК, що наводяться виключно для інформації, тому користувач не може їх змінити;
- поле «Початковий азимут» – дає змогу задати початковий азимут сектору де буде розраховано/перераховано зону радіодоступності;
- поле «Кінцевий азимут» – дає змогу задати кінцевий азимут сектору де буде розраховано/перераховано зону радіодоступності;
- поле «Крок азимуту» – дає змогу задати крок сітки азимутів через які буде розраховано/перераховано зону радіодоступності;
- поле «Межа ділення» – дає змогу задати точність розрахунку зони

радіодоступності – визначає крок по дальності до якого буде уточнюватись зона в кілометрах;

– поле «методика» – визначає модель, згідно якої будуть розраховуватись втрати на трасі ПРХ або обирається автоматично, в залежності від частоти;

Параметри розрахунку зони

ЕП-11 UMTS, GSM-1800

Параметри РЕЗ

Частота, МГц: 2000

Потужність, Вт: 25

Висота антени, м: 4

Ширина спектру, МГц: 3

К підсилення антени, дБ: 5

затухання в фідері, дБ: 0

Початковий азимут: 0

Кінцевий азимут: 360

Крок азимуту: 2

Межа ділення: 0.1

ФДР: 23.01

е.і.в.п. = 79.06 Вт

Параметри СРК

Довгота, градусів: 39°17'57''

Широта, градусів: 48°35'39''

К підсилення ант., дБ: 0.000

Висота антени, м: 20.000

Ширина смуги, МГц: 0.030

Затухання в фідері, дБ: 6.000

Рівень (счтл./інтерм./блок.): -110.000

Методика

☒ 1546

☐ 526

☐ Автомат

Наразі розраховано азимут №30

крок розраховано за: 5 с

Загальний час розрахунку: 00:01.10

Перерахувати

Зупинити

Рисунок 3.2.38 – Загальний вигляд вікна параметрів розрахунку зони радіодоступності

– область з розрахованими значеннями невідповідності частотних характеристик СРК та РЕЗ (ФДР) та еквівалентної ізотропної випромінювальної потужності РЕЗ (е.і.в.п.);

– індикатор ходу виконання розрахунку зони радіодоступності;

– кнопку «Перерахувати».

При натисканні на кнопку «Перерахувати» програма виконує розрахунок зони радіодоступності із параметрами, які відповідають даним з відповідних полів.

Для переведу програми в режим розрахунку зони радіодоступності існуючої СРК необхідно вибрати в рядку меню пункт «Режим» підпункти «Зона радіодоступності», далі – «існуючих СРК». Програма переходить в режим розрахунку зони радіодоступності існуючої СРК. На екрані монітору користувача з'являється вікно, загальний вид якого надано на рис. 3.2.39.

Основні елементи управління в вікні програми, в режимі розрахунку зони радіодоступності існуючої СРК такі самі, як і в режимі «Карта».

В режимі розрахунку зони радіодоступності існуючої СРК у вікні відображення деревовидної ієрархічної структури елементів карти з'являється гілка «зони доступності існуючих СРК». Від цієї гілки відходять гілки, імена яких відповідають іменам існуючих постів радіоконтролю (К2, К3,...). Від гілок постів радіоконтролю відходять гілки СРК (АИК-СП). Від гілок постів радіоконтролю відходять гілки режиму роботи СРК з відповідною проміжною частотою (АИК-СП_110, ...). Від гілок режимів роботи СРК відходять листи які відповідають зонам радіодоступності СРК, що зберігаються в базі даних.

При натисканні правої кнопки маніпулятора «миша» над листком зони радіодоступності з'являється контекстне меню.

У контекстному меню об'єкту «Зона радіодоступності» містяться наступні пункти:

– відключити/включити шар – дозволяє увімкнути/вимкнути відображення поточної зони радіодоступності;

– змінити колір підпису – дозволяє змінити колір підпису, що відноситься до поточної зони радіодоступності;

- змінити колір зафарбування полігону зони – дозволяє змінити колір зафарбування полігону поточної зони радіодоступності;
- інформація про зону – при виборі цього пункту меню на екрані монітору користувача з’являється вікно з інформацією про зону радіодоступності;
- перерахувати зону – дає змогу користувачу виконати дії що до розрахунку/перерахунку зони радіодоступності повністю, або частково у необхідному секторі;
- видалити зону – призначений для видалення раніше розрахованої зони радіодоступності для існуючих СРК.

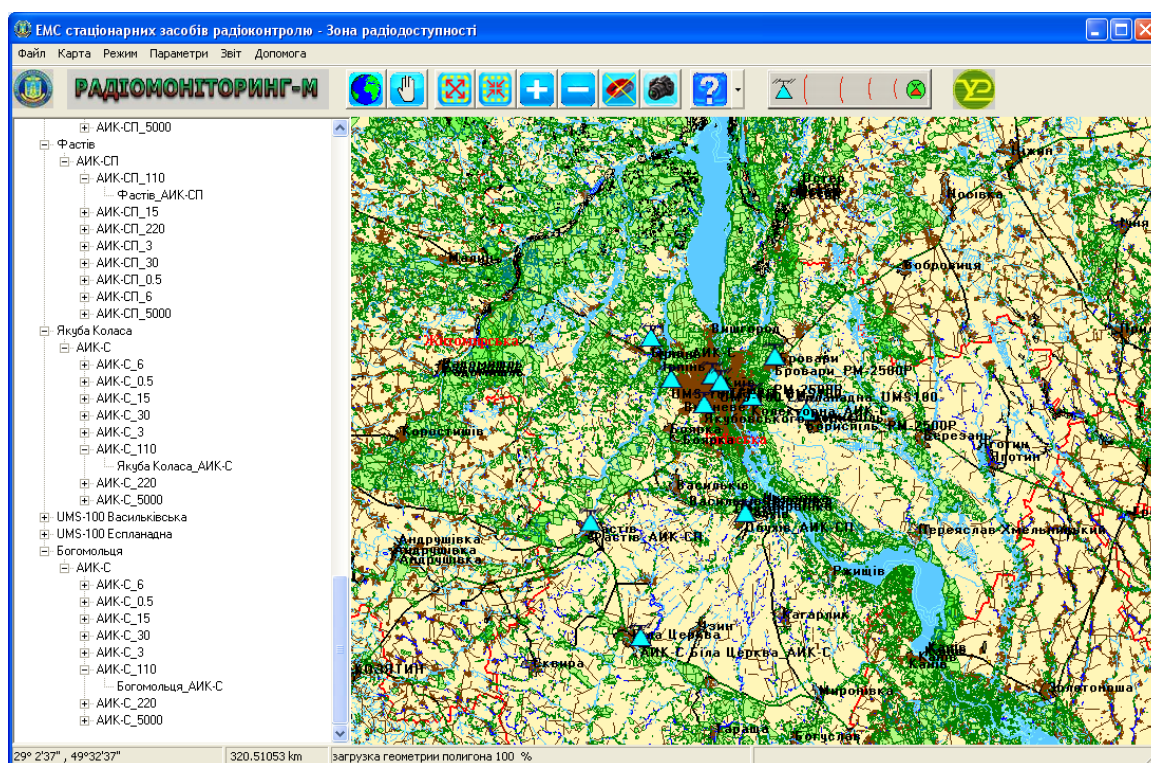


Рисунок 3.2.39 – Загальний вигляд вікна програми при розрахунку зони радіодоступності для існуючих СРК Київської філії

При виборі у контекстному меню пункту «Перерахувати» на екрані з’являється вікно параметрів загальний вигляд якого показано на рис. 3.2.38.

Робота програми в режимі розрахунку зони радіодоступності існуючої СРК не відрізняється від роботи у режимі розрахунку зони радіодоступності дослідної СРК, який розглянуто вище.

Результат розрахунку зони радіодоступності для існуючого угруповання СРК Харківської філії наведено на рис. 3.2.40.

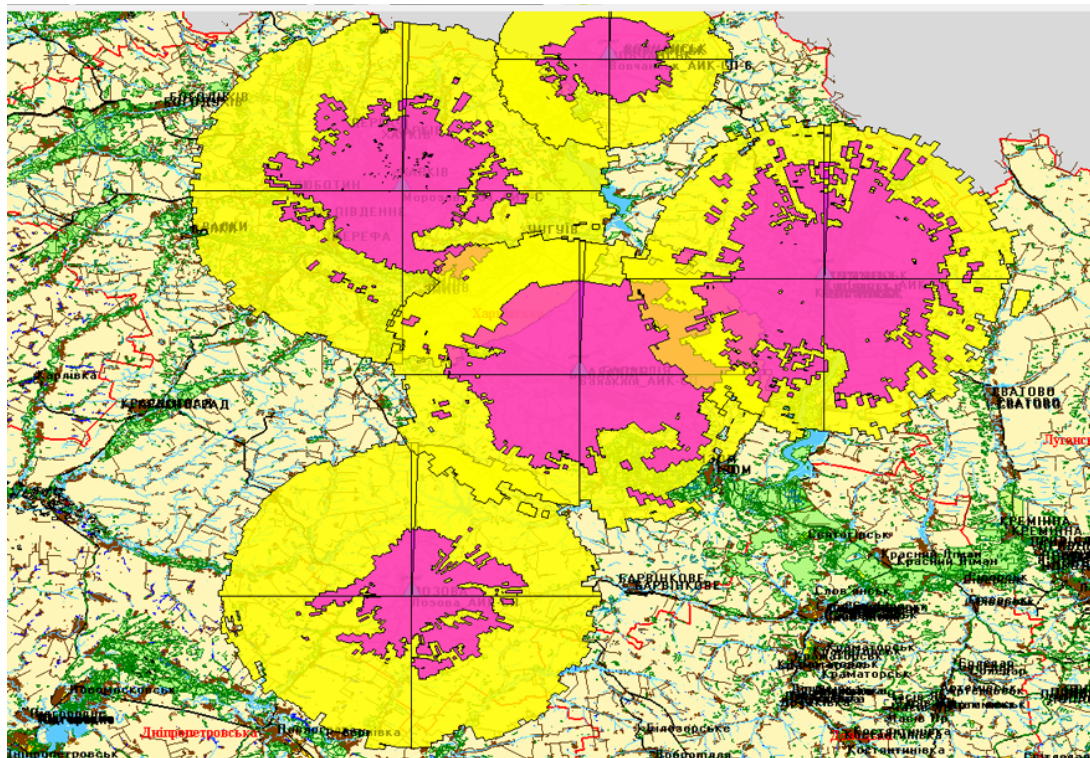


Рисунок 3.2.40 – Зони радіодоступності для різних радіотехнологій існуючого угруповання СРК Харківської філії

3.2.4.2.6 Робота програми в режимі «Захисна зона по інтермодуляції»

Для переведу програми в режим розрахунку захисної зони по інтермодуляції дослідної СРК необхідно вибрати в пункті меню «Режим», підпункт «Зона захисту по інтермодуляції», а в ньому вкладку «дослідних СРК». На екрані монітору з'являється вікно, вид якого надано на рис. 3.2.41.

Основні елементи управління для розрахунку захисної зони по інтермодуляції дослідної СРК такі самі, як і в режимі «Карта».

У режимі розрахунку захисної зони по інтермодуляції дослідної СРК у лівій частині вікна, де відображається деревовидна структура елементів карти, з'являється гілка «Зони інтермодуляції планованих СРК». Від неї відходять гілки,

імена яких відповідають дослідним СРК з бази даних. Від кожної такої гілки відходять листки, що відповідають захисним зонам по інтермодуляції для дослідних СРК. При натисканні правої кнопки маніпулятора «миша» на цьому листку з'являється контекстне меню.

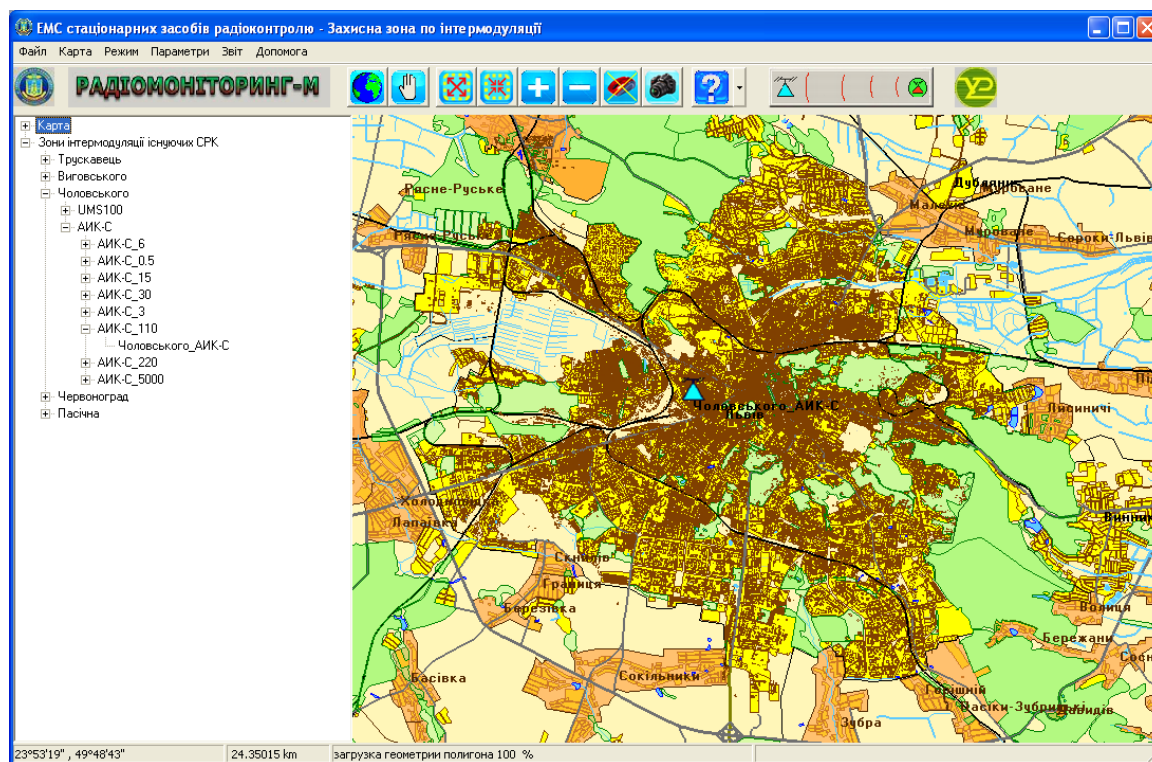


Рисунок 3.2.41 – Загальний вигляд вікна програми при розрахунку захисної зони дослідної СРК по інтермодуляції

Загальний вигляд вікна програми у режимі розрахунку зони захисту по інтермодуляції для дослідної СРК із відкритим контекстним меню наведено на рис. 3.2.42.

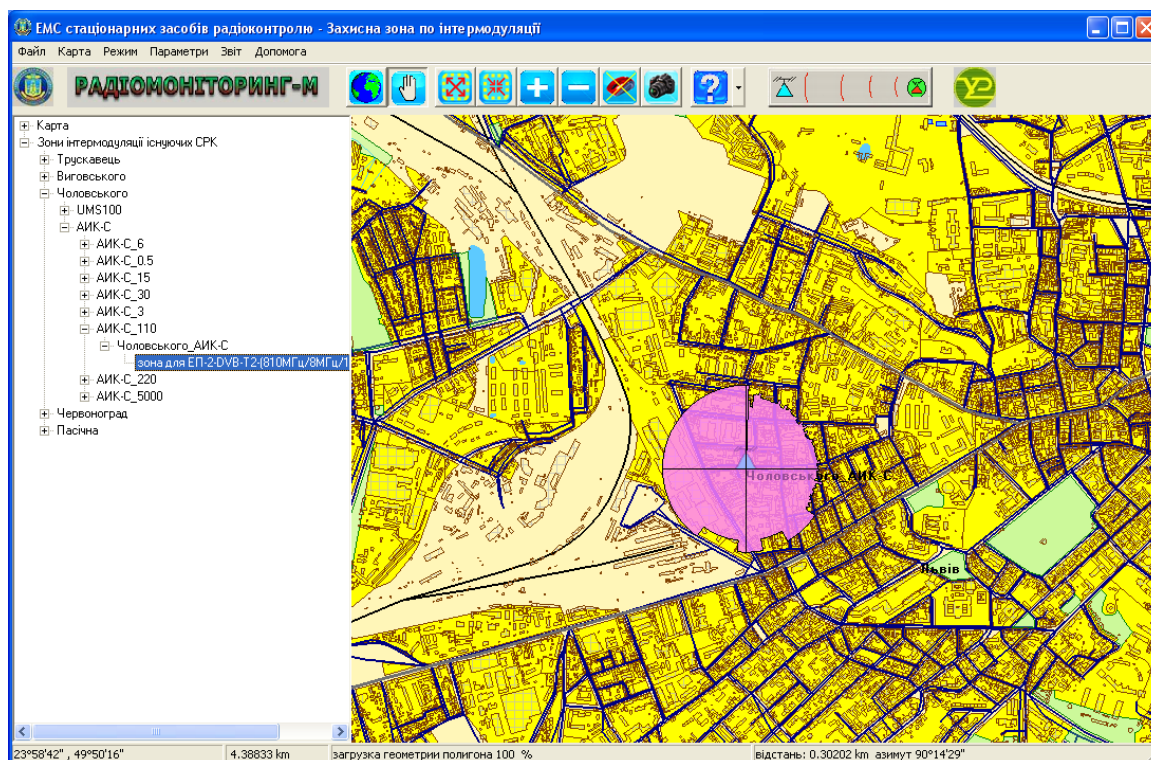


Рисунок 3.2.42 – Загальний вигляд вікна програми при розрахунку захисної зони дослідної СРК по інтермодуляції із відкритим контекстним меню

У контекстному меню містяться наступні пункти:

- відключити/включити шар – дає змогу увімкнути/вимкнути відображення поточної зони захисту;
- змінити колір підпису – дає змогу змінити колір підпису поточної зони захисту;
- змінити колір зафарбування полігону зони – дає змогу змінити колір зафарбування полігону поточної зони захисту;
- інформація про зону – при виборі цього пункту меню на екрані з’являється вікно з інформацією про зону захисту;
- перерахувати/розрахувати зону – дає змогу виконати дії щодо розрахунку/перерахунку зони захисту повністю, або частково у необхідному секторі;
- видалити зону – дає змогу видалити поточну зону захисту з бази даних зон.

При виборі у контекстному меню пункту «перерахувати зону» на екрані з’являється вікно параметрів розрахунку захисної зони по інтермодуляції, загальний вигляд якого показано на рис. 3.2.43.

Параметри розрахунку зони

ЕП-2 РРК, РБСС, УКХ, ТРАНК

Параметри РЕЗ

Частота, МГц: 160

Потужність, Вт: 25

Висота антени, м: 3

Ширина спектру, МГц: 0,016

К підсилення антени, дБ: 6

затухання в фідері, дБ: 0

Початковий азимут: 0

Кінцевий азимут: 360

Крок азимуту: 2

Межа ділення: 0.1

ФДР: 0.00

е.і.в.п. = 99.53 Вт

Параметри СРК

Довгота, градусів: 39°17'57"

Широта, градусів: 48°35'39"

К підсилення ант., дБ: 0.000

Висота антени, м: 20.000

Ширина смуги, МГц: 0.030

Затухання в фідері, дБ: 6.000

Рівень (счтл./інтерм./блок.): -33.000

Методика

☒ 1546

☐ 526

☐ Автомат

Наразі розраховано азимут N°358

крок розраховано за: 2 с

Загальний час розрахунку: 00:07.20

Перерахувати

Рисунок 3.2.43 – Загальний вигляд вікна параметрів захисної зони по інтермодуляції

Вікно містить наступні елементи:

- область параметрів РЕЗ - значення в цьому полі наводяться виключно для інформації та не можуть бути змінені;
- область параметрів СРК – містить параметри поточної дослідної СРК, що наводяться для інформації та не можуть бути змінені;
- поле «Початковий азимут» – користувач має змогу задати початковий азимут сектору, де буде розраховано/перераховано зону захисту від перешкод інтермодуляції;
- поле «Кінцевий азимут» – користувач має змогу задати кінцевий азимут

сектору, де буде розраховано/перераховано зону захисту від перешкод інтермодуляції;

- поле «Крок азимуту» – користувач має змогу задати крок сітки азимутів, через які буде розраховано/перераховано зону захисту від перешкод інтермодуляції;

- поле «Межа ділення» – користувач має змогу задати точність розрахунку зони захисту від перешкод інтермодуляції – визначає крок по дальності до якого буде уточнюватись зона захисту;

- область з розрахованими значеннями невідповідності частотних характеристик СРК та РЕЗ (ФДР) та еквівалентної ізотропної випромінювальної потужності РЕЗ (е.і.в.п.);

- поле «методика» – користувач має змогу задати методику згідно якої буде обиратися модель розрахунку втрат на трасі ПРХ або вибрати автоматичний режим, коли методика обирається в залежності від частоти РЕЗ;

- індикатор ходу виконання процесу розрахунку зони захисту від перешкод інтермодуляції;

- кнопку «Перерахувати».

При натисканні на кнопку «Перерахувати» програма виконує розрахунок зони захисту для параметрів, що відображаються в полях даних. Про ступень завершеності роботи свідчить індикатор ходу виконання процесу.

Для переведу програми в режим розрахунку зони захисту від перешкод інтермодуляції існуючої СРК необхідно вибрати в пункті меню «Режим», підпункт «Зона захисту по інтермодуляції», далі – «існуючої СРК». На екрані з'являється вікно, загальний вид якого надано на рис. 3.2.44.

Основні елементи управління у режимі розрахунку захисної зони від перешкод інтермодуляції існуючої СРК такі самі, як і в режимі «Карта».

В режимі розрахунку захисної зони від перешкод інтермодуляції існуючої СРК у лівому вікні деревовидній структури з'являється гілка «Зони інтермодуляції існуючої СРК». Від неї відходять гілки, які відповідають існуючим постам радіоконтролю. Від гілок постів радіоконтролю відходять гілки засобів радіоконтролю що мають на відповідному посту. Від гілок засобів радіоконтролю

відходять гілки режиму роботи СРК (проміжних смуг пропускання СРК), які закінчуються листами. При натисканні правої кнопки маніпулятора «миша» на листі, з'являється контекстне меню.

У контекстному меню містяться наступні пункти:

- відключити/включити шар – дає змогу увімкнути/вимкнути відображення поточної захисної зони;
- змінити колір підпису – дає змогу змінити колір підпису, що відноситься до поточної захисної зони;
- змінити колір зафарбування полігону зони – дає змогу змінити колір зафарбування полігону поточної захисної зони;

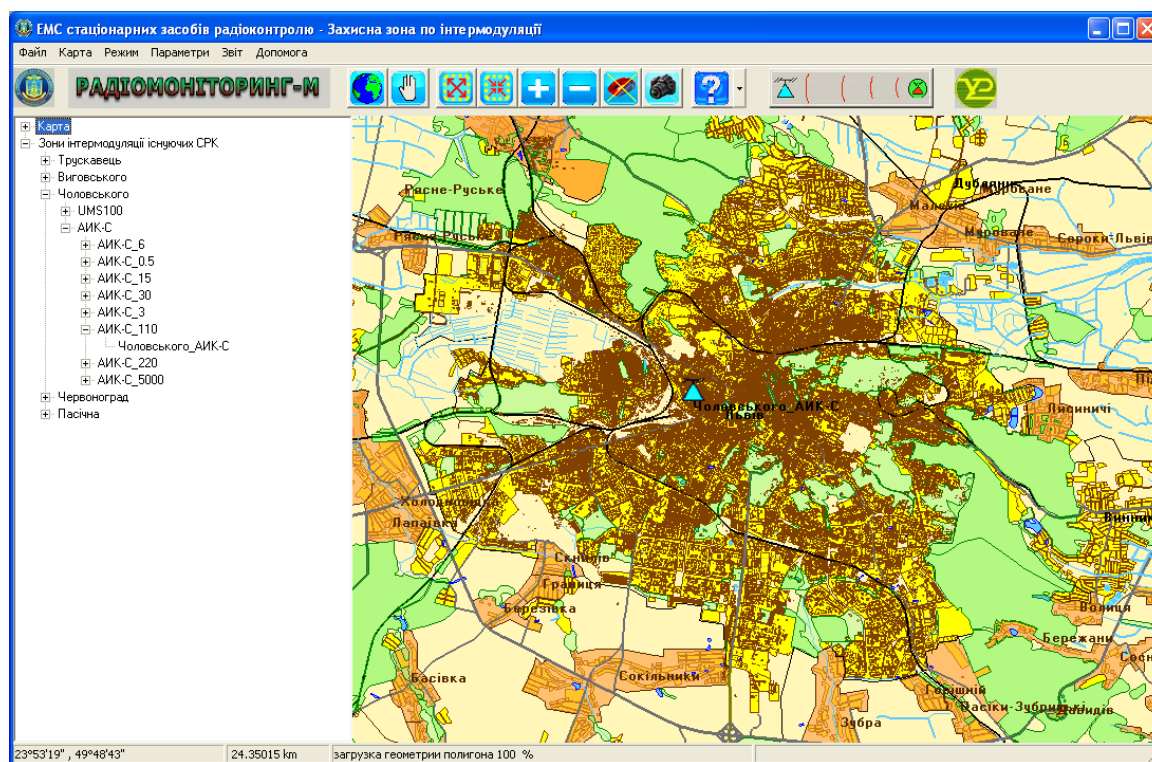


Рисунок 3.2.44 – Загальний вигляд вікна програми при розрахунку захисної зони дію існуючої СРК по інтермодуляції

- інформація про зону – при виборі цього пункту меню з'являється вікно з інформацією про характеристики, при яких була обчислена зона захисту від перешкод по інтермодуляції існуючої СРК;

- перерахувати/розрахувати зону – дає змогу розрахувати/перерахувати захисну зону повністю, або частково у необхідному секторі;

- видалити зону – видаляє обрану зону захисту з бази даних.

При виборі у контекстному меню пункту «розрахувати зону» з’являється вікно параметрів розрахунку захисної зони загальний вигляд якого показано на рис. 3.20.

Робота програми в режимі розрахунку захисної зони по інтермодуляції існуючої СРК не відрізняється від роботи у режимі розрахунку захисної зони по інтермодуляції дослідної СРК, який розглянуто вище.

3.2.4.2.7 Робота програми в режимі «Захисна зона по блокуванню»

Для переведу програми в режим розрахунку захисної зони по блокуванню дослідної (планової) СРК необхідно вибрати в рядку меню пункт «Режим» підпункти «Зона захисту по блокуванню», далі – «дослідних СРК». На екрані монітору з’являється вікно загальний вид якого надано на рис. 3.2.45.

Основні елементи управління програми в режимі розрахунку захисної зони по блокуванню дослідної СРК такі самі, як і в режимі «Карта».

У режимі розрахунку захисної зони по блокуванню дослідної СРК у лівій частині вікна, де відображається деревовидна структура елементів карти, з’являється гілка «Зони блокування планованих СРК». Від неї відходять гілки, імена яких відповідають дослідним СРК з бази даних. Від кожної такої гілки відходять листки, що відповідають захисним зонам по блокуванню для дослідних СРК. При натисканні правої кнопки маніпулятора «миша» на цьому листку, з’являється контекстне меню. Загальний вигляд вікна програми у режимі розрахунку зони захисту по блокуванню для дослідної СРК із відкритим контекстним меню наведено на рис. 3.2.46.

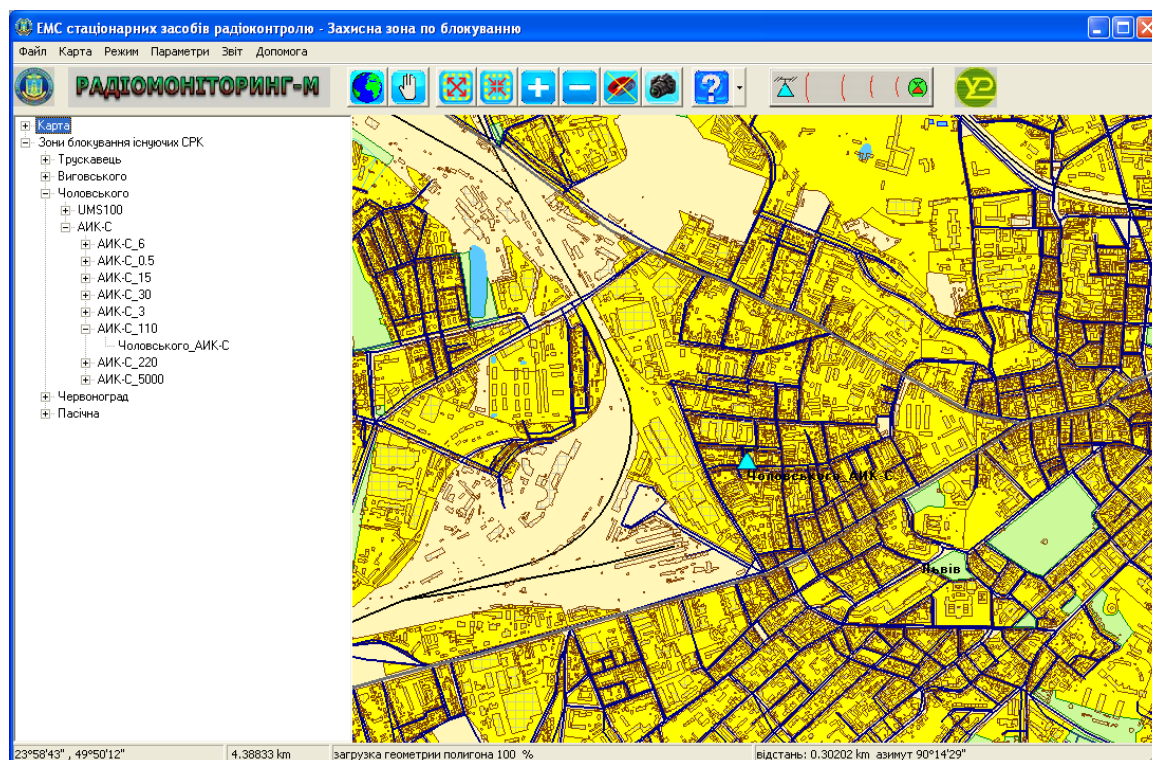


Рисунок 3.2.45 – Загальний вигляд вікна програми при розрахунку захисної зони дослідної СРК по блокуванню

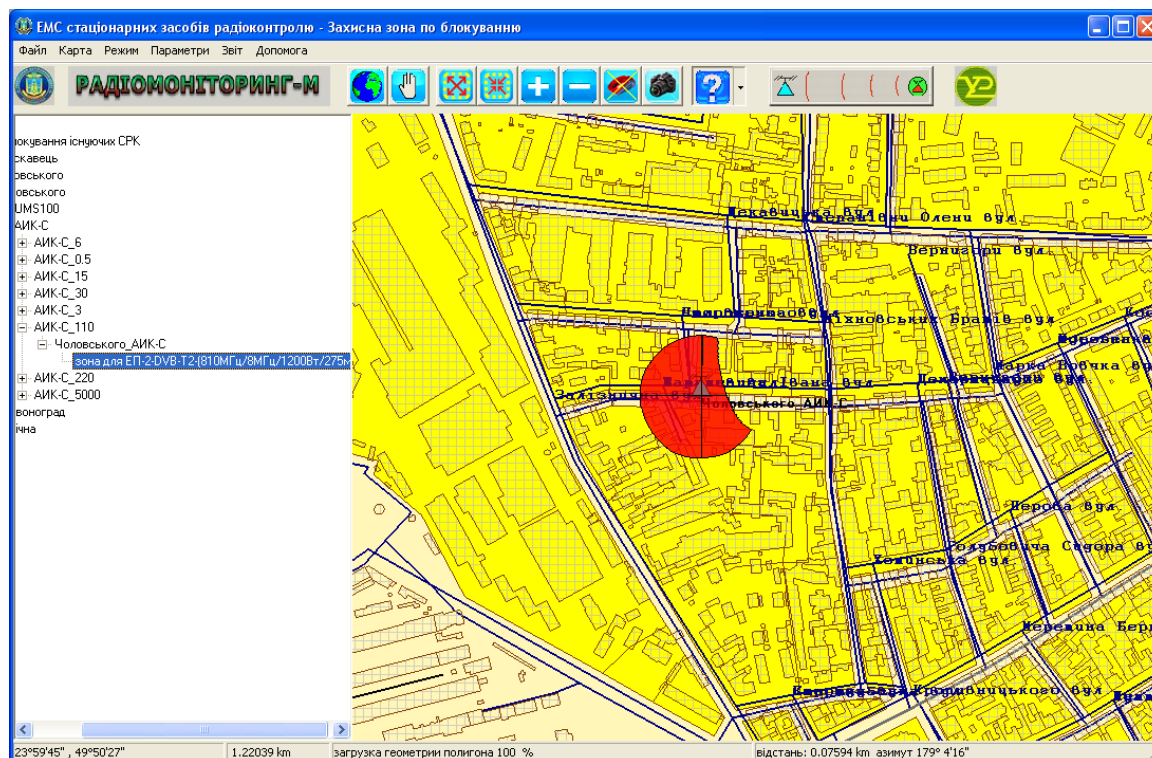


Рисунок 3.2.46 – Загальний вигляд вікна програми при розрахунку захисної зони дослідної СРК від перешкод блокування із відкритим контекстним меню

У контекстному меню містяться наступні пункти:

- відключити/включити шар – дає змогу увімкнути/вимкнути відображення поточної зони захисту;
- змінити колір підпису – дає змогу змінити колір підпису поточної зони захисту;
- змінити колір зафарбування полігону зони – дає змогу змінити колір зафарбування полігону поточної зони захисту;
- інформація про зону – при виборі цього пункту меню на екрані з’являється вікно з інформацією про зону захисту;
- перерахувати зону – дає змогу виконати дії щодо розрахунку/ перерахунку зони захисту повністю, або частково у необхідному секторі;
- видалити зону – дає змогу видалити поточну зону захисту з бази даних зон.

При виборі у контекстному меню пункту «перерахувати зону» на екрані з’являється вікно параметрів розрахунку захисної зони від перешкод блокування загальний вигляд якого показано на рис. 3.2.47.

Вікно містить наступні елементи:

- область параметрів передавача. Значення в цьому полі наводяться виключно для інформації та не можуть бути змінені;
- область параметрів дослідної СРК – містить параметри поточної дослідної СРК, що наводяться для інформації та не можуть бути змінені;
- поле «початковий азимут» – користувач має змогу задати початковий азимут сектору, де буде розраховано/перераховано зону захисту від перешкод блокування;
- поле «кінцевий азимут» – користувач має змогу задати кінцевий азимут сектору, де буде розраховано/перераховано зону захисту від перешкод блокування;
- поле «крок азимуту» – користувач має змогу задати крок сітки азимутів, через які буде розраховано/перераховано зону захисту від перешкод блокування;
- поле «Межа ділення» – користувач має змогу задати точність за дальністю розрахунку зони захисту від перешкод блокування – визначає крок по дальності до якого буде уточнюватись зона захисту;

Параметри розрахунку зони

ЕП-2 РРК, РБСС, УКХ, ТРАНК

Параметри РЕЗ

Частота, МГц: 160
Потужність, Вт: 25
Висота антени, м: 3
Ширина спектру, МГц: 0,016
К підсилення антени, дБ: 6
затухання в фідері, дБ: 0

Параметри СРК

Довгота, градусів: 39°17'57"
Широта, градусів: 48°35'39"
К підсилення ант., дБ: 0.000
Висота антени, м: 20.000
Ширина смуги, МГц: 0.030
Затухання в фідері, дБ: 6.000
Рівень (чутл./інтерм./блок.): -17.000

Початковий азимут: 0
Кінцевий азимут: 360
Крок азимуту: 2
Межа ділення: 0.1
ФДР: 0.00
е.і.в.п. = 99.53 Вт

Методика:
☒ 1546
☐ 526
☐ Автомат

Наразі розраховано азимут №46
крок розраховано за: 1 с
Загальний час розрахунку: 00:00.28

Перерахувати
Зупинити

Рисунок 3.2.47 – Загальний вигляд вікна параметрів розрахунку зони захисту СРК по блокуванню

– область з розрахованими значеннями невідповідності частотних характеристик СРК та РЕЗ (ФДР) та еквівалентної ізотропної випромінювальної потужності РЕЗ (е.і.в.п.);

– поле «методика» – користувач має змогу задати методику згідно якої буде обиратися модель втрат на трасі ПРХ, або методика буде обиратися в автоматичному режимі (до 3 ГГц – 1546, понад 3 ГГц – 526);

– індикатор ходу виконання процесу розрахунку зони захисту від перешкод блокування;

– кнопку «Перерахувати».

При натисканні на кнопку «Перерахувати» програма виконує розрахунок зони захисту для параметрів, що відображаються в полях даних. Про ступень завершеності роботи свідчить індикатор ходу виконання процесу.

Для переводу програми в режим розрахунку зони захисту від перешкод

блокування існуючої СРК необхідно вибрати в пункті меню «Режим», підпункт «Зона захисту по блокуванню», далі – «існуючих СРК». На екрані монітору користувача з'являється вікно, загальний вид якого надано на рис. 3.2.48.

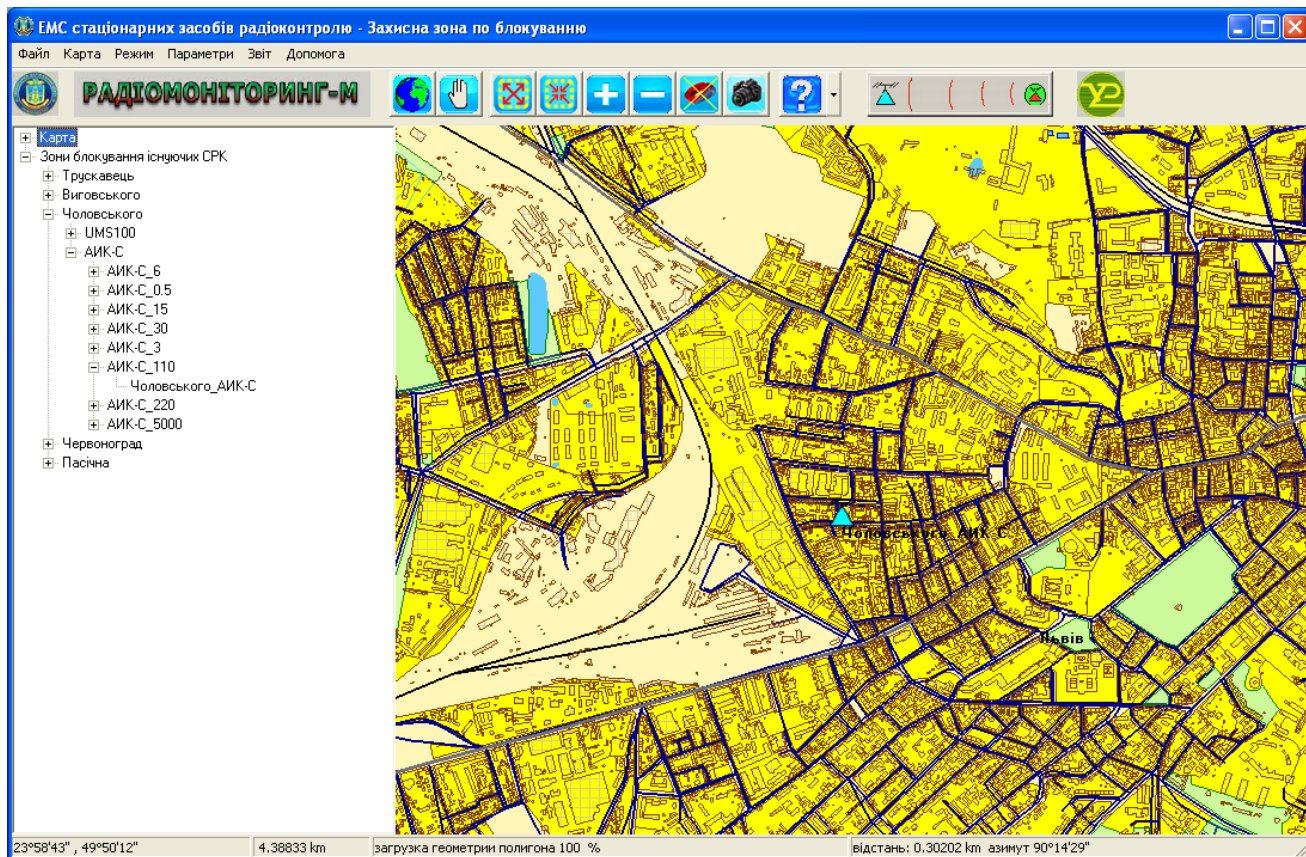


Рисунок 3.2.48 – Загальний вигляд вікна програми під час розрахування захисної зони існуючої СРК по блокуванню

Основні елементи управління у режимі розрахунку захисної зони від перешкод блокування існуючої СРК такі самі, як і в режимі «Карта».

В режимі розрахунку захисної зони від перешкод блокування існуючої СРК у лівому вікні деревовидній структури з'являється гілка «Зони блокування існуючих СРК». Від неї відходять гілки, які відповідають існуючим постам радіоконтролю. Від гілок постів радіоконтролю відходять гілки засобів радіоконтролю що мають на відповідному посту. Від гілок засобів радіоконтролю відходять гілки режиму роботи СРК (смуг пропускання СРК), які закінчуються листами. При натисканні правої кнопки маніпулятора «миша» на листі, з'являється контекстне меню.

У контекстному меню містяться наступні пункти:

- відключити/включити шар – дає змогу користувачу увімкнути/вимкнути відображення поточної захисної зони;
- змінити колір підпису – дає змогу користувачу змінити колір підпису, що відноситься до поточної захисної зони;
- змінити колір зафарбування полігону зони – дає змогу користувачу змінити колір зафарбування полігону поточної захисної зони;
- інформація про зону – при виборі цього пункту меню з'являється вікно з інформацією про характеристики, при яких була обчислена зона захисту від перешкод блокування існуючої СРК;
- перерахувати зону – дає змогу користувачу виконати дії що до розрахунку/перерахунку захисної зони повністю, або частково у необхідному секторі;
- видалити зону – видаляє обрану зону захисту з бази даних.

При виборі у контекстному меню пункту «розрахувати зону» на з'являється вікно параметрів розрахунку захисної зони загальний вигляд якого показано на рис. 3.2.47.

Робота програми в режимі розрахунку захисної зони по блокуванню існуючої СРК не відрізняється від роботи у режимі розрахунку захисної зони блокуванню дослідної СРК, який розглянуто вище.

3.2.4.2.8 Порядок формування електронного звіту

Програмне забезпечення ІРС «Радіомоніторинг-М» дозволяє за допомогою інтерфейсу формувати електронний звіт в автоматизованому режимі. Вхідні данні та основні результати проведених розрахунків заносяться у звіт автоматично за командою користувача. Також забезпечується можливість коригування сформованого звіту.

Для формування електронного звіту необхідно виконати наступні дії.

Обрати і означити курсором в пункті меню «Звіт» підпункт «Формувати звіт», як наведено на рис. 3.2.49.

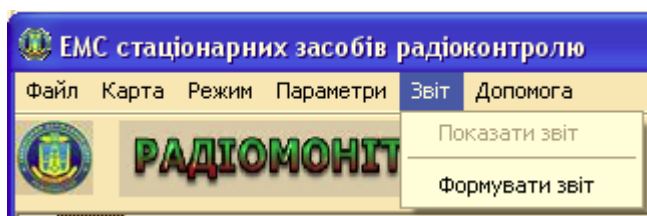


Рисунок 3.2.49 – Вікно запуску режиму формування електронного звіту

Після запуску формування електронного звіту буде увімкнено у фоновому режимі **Документ Microsoft Word**, у який будуть заноситися результати розрахунків в автоматизованому режимі у форматі визначеному для кожного режиму окремо. При цьому пункт «Показати звіт» неактивований пункт «Показати звіт» стане активним.

Натиснути курсором на пункт «Показати звіт» для переводу **Документу Microsoft Word** з фонового режиму у інтерактивний. Це дозволить користувачу контролювати формування звіту та редагувати його при необхідності. Для редагування звіту користувач має можливість застосовувати всі основні функції **Microsoft Word** (рис 3.2.50). Докладний опис функцій редагування інформації звіту наведено в пункті основного меню «Справка» програмного забезпечення **Microsoft Word**.

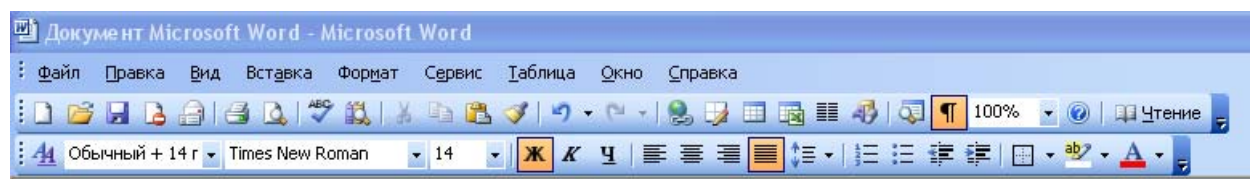


Рисунок 3.2.50 – Меню функцій **Microsoft Word** для редагування звіту

Внесення інформації до електронного звіту виконується за допомогою додаткових кнопок, які встановлені в вікнах формування вхідних даних і відображення результатів розрахунку. Вся інформація заноситься за допомогою додаткових кнопок у кінець звіту з можливістю її переносу в необхідні місця.

Додаткові кнопки мають вигляд і призначені для:



– формування скриншотів, які заносяться у активований звіт автоматично після натискання кнопки.

«У звіт» – кнопки на вікнах даних і відображення результатів розрахунку для внесення в звіт необхідної інформації, наприклад, щодо розрахованих втрат на трасі ПРХ (рис. 3.2.51) або параметрів обраного для розрахунків СРК (рис. 3.2.52). Інформація вноситься у звіт в табличному вигляді з можливістю редагування.

Рисунок 3.2.51 – Додаткова кнопка «У звіт» для режиму «Втрати на трасі ПРХ»

Інформація про СРК	
Довгота, град	36°10'49"
Широта, град	49°59' 8"
Назва РКП	Соціалістична, 65
Тип СРК	АИК-С
Режим аналізу СРК	АИК-С_110
Реальна смуга аналізу СРК, МГц	0.124 МГц
Висота антени СРК, м	52 м
Робоча частота СРК, МГц	1813.883 МГц
Чутливість приймача СРК, дБм	-108.935 дБм
Коеф. підс. антени СРК, дБ	-6.433 дБ
Втрати в фідері СРК, дБ	19.711 дБ
Спр. до інтермодуляції СРК, дБм	-43.903 дБм
Спр. до блокування СРК, дБм	-20.065 дБм

Рисунок 3.2.52 – Додаткова кнопка «У звіт» для копіювання параметрів обраного СРК

Розділ 4

ТЕХНОЛОГИИ СОЗДАНИЯ ТА ОПТИМИЗАЦИИ
МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДИАЛогоВЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ
ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ СЕТЕЙ
МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СЛЕДУЮЩЕГО ПОКОЛЕНИЯ

Важным компонентом научно-технического прогресса в последнее время стало широкое сближение компьютерных и телекоммуникационных технологий и их комплексное внедрение в индустрию средств автоматизацию процессов обработки, накопления, хранения больших объемов информации. Современные телекоммуникационные системы обеспечивают потребителям широкий комплекс информационных услуг, обеспечивая тем самым создание перспективной базы технико-экономического развития общества [157, 158]. Объединение оконечных терминалов телекоммуникационных систем с персональными компьютерами позволяет создавать автоматизированные инфокоммуникационные системы для решения различных задач управления и переработки информации в отраслях народного хозяйства.

Одним из практических направлений на путях широкой информатизации общества является внедрение компьютерной технологии при решении различных задач. К ним в наибольшей степени следует отнести и широкое использование аппаратных и программных средств компьютерной телефонии, когда широкий класс задач информатизации может быть решен в рамках телекоммуникационной техники [159]. Наибольшую эффективность применения этой технологии можно достигнуть на путях создания многоканальных многофункциональных автоматизированных информационно – справочных комплексов с доступом по телефонным каналам и программным выбором (заданием) режимов их функционирования.

Существенной отличительной особенностью таких комплексов может быть аналитический характер в их функционировании, т.е. возможность реализации в них не только режимов пассивного информирования, но и регистрацию всех

информационных событий с их анализом по установленным признакам и критериям. Другой отличительной особенностью таких комплексов, существенно повышающих их информационный потенциал, является интеллектуализация их режимов работы, когда в стратегии их функционирования заложены наборы алгоритмов их поведения в зависимости от реакции абонентов этих комплексов.

Перспективным направлением в технике телекоммуникаций в настоящее время является создание информационных систем в виде аппаратно-программных комплексов на основе компьютерной технологии обработки и управления информационными потоками. Значительное количество задач в этом направлении связано с архивацией и созданием интеллектуальных баз данных речевых сигналов и другой информации на основе телефонных сетей общего пользования. Особенно эффективным может стать применение таких комплексов для создания информационных систем при модернизации диспетчерских служб связи различных предприятий энергетики, коммунального хозяйства, аварийных служб и учреждений скорой медицинской помощи и т.п.

Очевидно, что такие информационные системы должны создаваться на принципах, сочетающих автоматизированную непрерывную переработку информации, заключенную в непрерывно обновляемых базах данных, и диалоговый режим их функционирования для оперативного внесения необходимых коррективов в алгоритмы их функционирования.

К числу основных задач, которые могут эффективно решаться с помощью таких систем можно отнести:

- непрерывная архивация телефонных переговоров операторов диспетчерских служб при решении производственных задач управления предприятиями и учреждениями в реальном масштабе времени и создание на основе этого баз данных для аналитического исследования производственных ситуаций;

- оповещение по телефонным каналам заданной категории абонентов в кризисной или чрезвычайной ситуации по программно устанавливаемым

сообщениям с автоматическим текущим анализом реакции абонента на данное сообщение;

- автоматизированное информирование заданных категорий потребителей различных коммунальных услуг о состоянии уровня оплаты коммунальных услуг, как в режиме активных запросов, так и в режиме программно задаваемого списка абонентов, выбранного из программно-управляемых баз данных коммунальных предприятий в соответствии с категориями абонентов.

Очевидно, что эффективное решение таких задач может быть достигнуто на путях разработки новых прикладных технологий в рамках современных автоматизированных инфокоммуникационных систем на основе компьютерной технологии обработки информационных сигналов в сетях связи, таких как:

- разработка новых алгоритмов первичной обработки входных и выходных сигналов в современных и перспективных каналах мобильной связи;

- разработка новых алгоритмов конвейерной обработки и преобразования многоканальных информационных потоков в оконечных терминалах для обеспечения заданной пропускной способности;

- разработка новых процедур разделения входных и выходных информационных потоков для эффективного функционирования инфокоммуникационных систем в многоканальных режимах;

- разработка новых алгоритмов многокритериальной оптимизации структур и методов обработки и преобразования информационных потоков по совокупности критериев многоканальности, качества услуг и пропускной способности ;

- разработка научно – технических решений по синтезу оптимальных структур оконечных устройств сопряжения с цифровыми сетями интегрального обслуживания для создания конкурентно – способных образцов телекоммуникационной аппаратуры на современной элементной базе и цифровых коммуникационных и сигнальных процессорах.

Для решения задач использованы следующие методы, способы, подходы:

- использование конвейерной обработки многоканальных информационных потоков на основе совместного использования программируемых аппаратных адаптеров каналов связи с быстродействующими шинами современных и перспективных персональных компьютеров;

- использование технологий кодирования – декодирования, сжатия информации, аутентификации и распознавания многоканальных информационных потоков в оконечных терминалах инфокоммуникационных систем;

- использование методов многокритериальной оптимизации при выборе эффективной стратегии функционирования многоканальных инфокоммуникационных систем в чрезвычайных и сложных ситуациях в реальном масштабе времени;

- использование программируемых структур аппаратно – программных комплексов оконечных терминалов, ориентированных на современные и перспективные средства телекоммуникаций.

4.1 Разработка прикладной технологии построения многоканальных автоматизированных инфокоммуникационных систем на основе персональных компьютеров

В настоящее время благодаря интенсивной цифровизации в технологиях современных сетей связи существенно расширился круг задач, решаемых на их основе [160–162]. Значительную роль в этом направлении сыграло широкое использование персональных компьютеров с постоянным совершенствованием как их потенциальных технических параметров и возможностей, так и с бурным развитием операционных систем и прикладного программного обеспечения. Все это позволяет создавать большие информационные объемы данных, как сосредоточенных в одном персональном компьютере, так и пространственно распределенных хранилищ информации в виде программно управляемых баз данных.

Существенный скачок в широком внедрении цифровых технологий в современные сети связи позволил обеспечить оперативный доступ к информационным базам данных, независимо от их местонахождения. Компьютерная технология обмена и переработки больших информационных потоков позволила оперативно практически в реальном времени решать многие задачи в функционировании производственных предприятий и учреждений. Однако существует значительных круг задач в работе предприятий и учреждений, а также в современном обществе, которые связаны с практическим использованием речевой информации для повышения эффективности функционирования предприятий и учреждений, непосредственно связанных и играющих значительную роль в этом направлении. К числу таких задач следует отнести, как отмечено выше, многоканальную архивацию телефонных переговоров в работе различных диспетчерских служб, обеспечение речевого доступа по телефонным каналам к информационным базам данных потребителей различного рода услуг, а также задачи информирования абонентов телефонным сетями. Естественно, что решение таких задач практически невозможно без применения компьютерной технологии обработки информационных потоков и создания прикладных программ на базе операционных систем широкого применения.

Речевые потоки в телефонных каналах связи имеют ряд особенностей, отличающих их от других информационных потоков, которые не обязательно связаны с реальным масштабом времени. Эти особенности накладывают ряд требований на принципы построения таких инфокоммуникационных систем и технологии обработки информационных сигналов в них и связаны со следующими факторами:

- обеспечение функционирования инфокоммуникационных систем в реальном или близком к реальному масштабу времени без существенных информационных потерь;
- многоканальность информационных речевых потоков, одновременно требующих их переработку с заданным уровнем качества;

- характер технологии функционирования канала речевой информационной связи предполагает одновременное существование в канале связи двунаправленного речевого потока, что, естественно, требует учета этого фактора в технологии обработки речевых потоков оконечных терминалах инфокоммуникационных систем;

- высокий уровень автоматизации таких систем при минимальном участии операторов, обслуживающих эти системы для повышения эффективности при решении различных задач в управлении предприятиями и учреждениями;

- практическое применение персональных компьютеров в качестве концевых терминалов инфокоммуникационных систем должно обеспечивать возможность фоновое функционирование процедур обработки текущих речевых потоков, в том время основная часть прикладного программного обеспечения может использоваться операторами для текущих прикладных задач.

Следует отметить, что структура и временные параметры речевых потоков в возможных инфокоммуникационных системах позволяют оптимально соединять в современных персональных компьютерах обработку таких потоков с независимым использованием компьютеров для решения широкого круга других прикладных задач переработки информации без нарушения процедуры обработки речевых информационных потоков в реальном масштабе времени.

Рассмотрим типичную модель многоканального речевого потока в современных инфокоммуникационных системах, основанных на технологиях стационарной и мобильной связи. Известно, что речевой сигнал в информационном содержании занимает полосу частот не более 4-х кГц. При аналого-цифровом преобразовании с оптимальной частотой дискретизации 8 кГц и разрядности 8 бит на один отсчет сигнала в систему обработки будет поступать цифровой поток размерностью в 8 кБ/сек (64 кбит/сек) на один канал, соответственно, 16 кБ/сек (128 кбит/сек) при 16-ти разрядном аналого-цифровом преобразовании. При 8-канальной структуре построения инфокоммуникационной системы, что желательно для ее эффективного использования, объем такого потока, возрастает до 64 кБ/сек, (512 кбит/сек) либо до 128 кБ/сек (1024

кбит/сек). При этом, естественно, что между отдельными отсчетами информационного сигнала имеется резервный временной интервал не менее 7,8 микросекунд для реализации его обработки.

Информационные сигналы телефонных сетей характеризуются такими структурами и временными параметрами:

1. Сигналы, поступающие от абонентского устройства в телефонную сеть

1.1. Вызов станции (“Снятие трубки при исходящем вызове”) – непрерывное замыкание шлейфа абонентской линии на время 250 мс.

1.2. Набор номера:

импульсным кодом – каждый знак передается размыканием шлейфа со скоростью 9 – 11 импульсов в секунду при импульсном коэффициенте 1.4 – 1.7 (размыкание 53 – 70 мс и замыкание 34 – 46 мс) и длительности межцифровой паузы не менее 0.4 мс и не более 10 с.; при наборе номера автоматическим устройством: импульсный коэффициент 1.5 – 1.7, длительность межцифровой паузы не менее 0.65 мс.

многочастотным кодом – каждый номер передается двухчастотным кодом по одной частоте из нижней группы 697, 770, 852, 941 Гц и из верхней группы 1209, 1336, 1477, 1633 Гц; стабильность частот – 1.5%; длительность двухчастотной посылки не менее 40 мс, паузы не менее 25 мс.

1.3. Ответ (“Снятие трубки” при входящем вызове) – замыкание абонентской линии на время не менее 500 мс.

1.4. Отбой – размыкание шлейфа абонентской линии на время не менее 400 мс.

2. Сигналы, поступающие от телефонной сети в абонентское устройство

2.1. Ответ станции – непрерывная передача с частотой 425 $\pm$ 25 Гц.

2.2. Посылка вызова – импульс 0.8 $\pm$ 0.1 с. или 1 $\pm$ 0.1 с; пауза - 3.2 $\pm$ 0.1 или 4 $\pm$ 0.1 с. частотой 16 – 50 Гц.

2.3. Занято – импульс - от 0.3 до 0.4 с., пауза - от 0.3 до 0.4 с частотой 425 $\pm$ 25 Гц.

Из анализа вышеперечисленных факторов следует, что построение инфокоммуникационной системы в рамках компьютерной технологии обработки информационных потоков с необходимостью привязки к временным параметрам этих потоков должно основываться на таких принципах:

- использование внешних устройств первичной обработки двунаправленных речевых потоков для согласования их с темпом обработки в персональном компьютере;
- использование в качестве первичных сигналов в телефонных каналах инфокоммуникационных систем речевых сигналов, подключаемых непосредственно к телефонной линии, либо к телефонным трубкам в других сетях цифровой и мобильной связи;
- техническая реализация аппаратной части внешнего устройства инфокоммуникационной системы в виде универсальной структуры сопряжения с персональным компьютером и набором стандартных интерфейсов подключения к каналам связи;
- использование стандартных интерфейсов персональных компьютеров для сопряжения внешних устройств первичной обработки с быстродействующими шинами, таких как PCI, USB и др.;
- реализация многоканальной потоковой переработки речевых сигналов в персональном компьютере с помощью программно реализуемых алгоритмов на основе многозадачных операционных систем.

Исходя из вышеизложенного, легко видеть, что оптимальным направлением в разработке технологий построения многоканальных инфокоммуникационных систем является применение компьютерной технологии переработки информационных потоков. При этом структура и параметры временной модели многоканального речевого потока позволяют путем практической реализации разделения на первичную потоковую обработку во внешнем устройстве и многоканальную обработку сжатого речевого потока в персональном компьютере реализовать непрерывную сквозную переработку такого потока на персональных компьютерах широкого применения.

Рассмотрим возможности входных интерфейсов персональных компьютеров для построения многоканальных систем обработки речевых информационных потоков. Легко показать, что параллельный и последовательный порты компьютеров широкого применения не смогут обеспечить обработку многоканального речевого потока без нарушения синхронности обработки в темпе поступления речевых сигналов с каналов телефонной связи. Анализ рассмотренной выше типичной временной модели многоканального речевого потока показывает, что внешние устройства первичной обработки речевых сигналов могут быть построены на основе интенсивно развивающихся в последнее время компьютерных интерфейсов типа PCI либо USB. Практическое применение шины PCI позволяет создавать аппаратно-программные комплексы в виде единой конструкции совместно с персональным компьютером. На основе интерфейса USB могут быть созданы выносные блоки инфокоммуникационных систем путем реализации компьютерной технологии переработки информационных речевых потоков.

Структуру инфокоммуникационной системы, построенную в рамках рассмотренной выше компьютерной технологии обработки многоканальных речевых потоков на основе интерфейса PCI можно представить в виде, изображенном на рис. 4.1.

Согласно принципам компьютерной технологии переработки информационных потоков структура инфокоммуникационной системы, представленная на рис. 4.1, определяется следующими базовыми элементами:

- многоканальный адаптер телефонных каналов;
- интерфейсный процессор на основе объединения программируемых логических матриц и цифрового сигнального процессора;
- внутренний порт персонального компьютера, в данном случае на основе внутренней шины типа PCI.

Каждый независимый канал адаптера телефонных линий должен обеспечивать выполнение следующих функций:

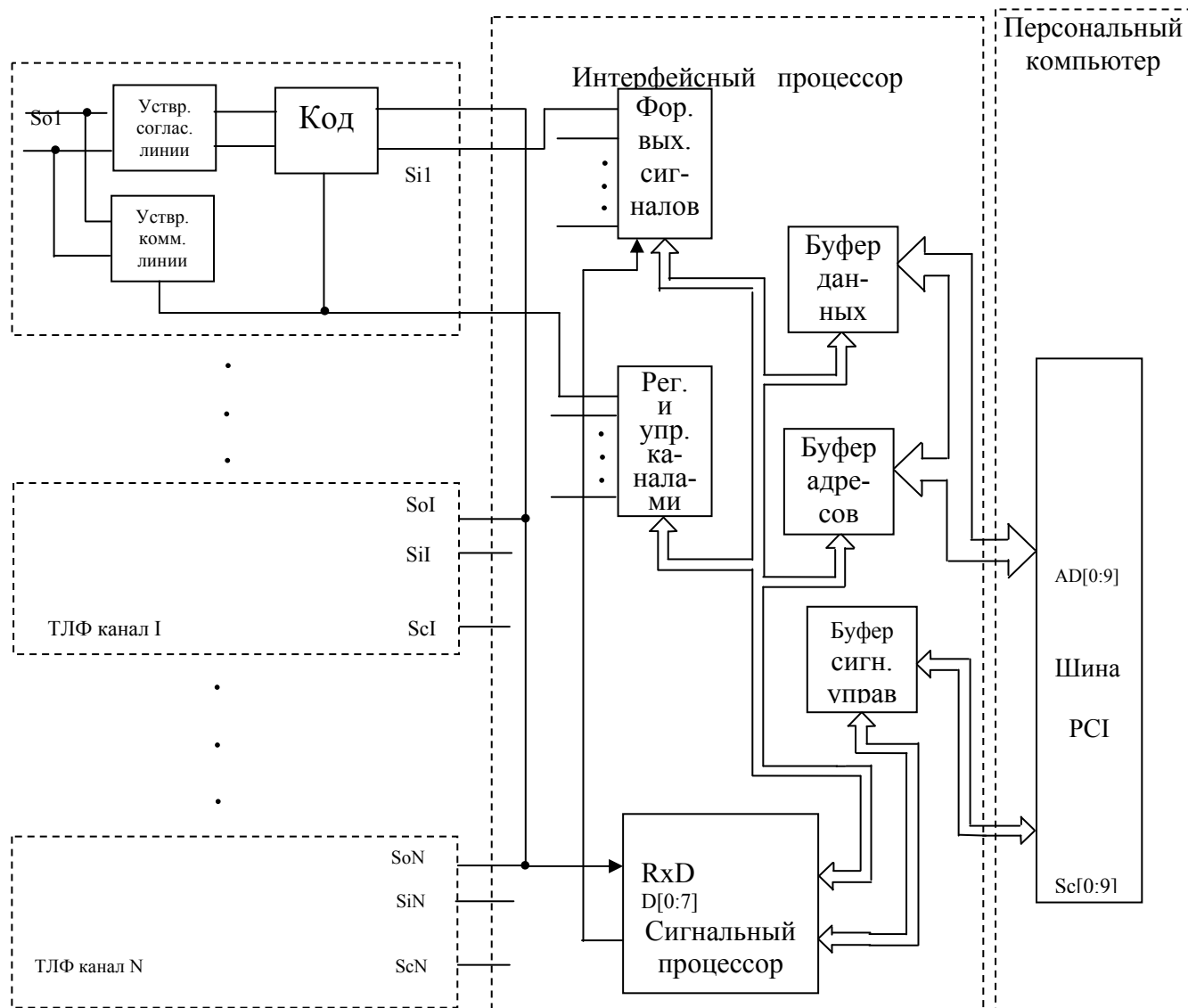


Рисунок 4.1 – Структура инфокоммуникационной системы на основе персонального компьютера с интерфейсом типа PCI.

- согласование внешних телефонных линий с устройствами первичной обработки адаптера телефонных каналов с обеспечением гальванической изоляции внешних линий и устройств обработки и персонального компьютера;
- одновременное формирование принимаемого и передаваемого в телефонную линию информационных потоков;
- коммутация телефонной линий для обеспечения передачи вызывных сигналов на соответствующие АТС.

Функциональная структура интерфейсного процессора представляет собой объединение буферных и управляющих регистровых устройств и сигнального

процессора для аппаратного обеспечения выполнения следующих процедур переработки инфокоммуникационной системы в реальном масштабе времени:

- прямое и обратное преобразование битовых информационных потоков в байтовые последовательности с помощью сигнального процессора;
- прямое и обратное преобразование байтовых последовательностей многоканальных информационных потоков в последовательности 32-х разрядных слов для согласования с форматами адресов и данных при функционировании шины PCI персонального компьютера;
- формирование управляющих сигналов для обеспечения функционирования многоканальных адаптеров телефонных каналов в темпе поступления звуковых сигналов в каждом канале;
- формирование двунаправленных управляющих сигналов для обеспечения оптимального взаимодействия первичной обработки в адаптерах телефонных каналов с вторичной переработкой информационных сигналов на основе использования технологии прямого доступа (DMA) в память персонального компьютера через внутреннюю шину типа PCI.

Основным аппаратным элементом для реализации алгоритмов первичной обработки информационных речевых потоков, как следует из структуры многоканальной инфокоммуникационной системы, представленной на рис. 4.1, является аналоговый процессор, именуемый в телекоммуникационной технике как «кодер-фильтр-декодер». Этот процессор обеспечивает аналого-цифровое преобразование информационных речевых сигналов в многоразрядный битовый поток (Soi) с тактовой синхронизацией, формируемой с помощью сигнального процессора. Каждый канал адаптера телефонных линий при применении аналогового процессора типа «кодер-фильтр-декодер» имеет выход с третьим состоянием, что позволяет параллельно объединить выходы всех каналов и помощью последовательно организованного подключения при помощи сигналов управления Sci передать информационные потоки всех каналов в сигнальный процессор через последовательный интерфейс RxD.

Кроме вышеизложенного, данный аналоговый процессор имеет внутренний встроенный интерфейс для управления телефонной линией при обратной передаче речевого информационного потока. Рассматриваемая технология построения инфокоммуникационной системы позволяет организовать через последовательный порт TxD сигнального процессора обратную передачу речевого информационного потока Sii с использованием сформированных в интерфейсном процессоре сигналов управления Sci в каждом независимом канале многоканального адаптера телефонных линий. При этом многоканальный речевой информационный поток AD(0:31), предварительно программно сформированный в персональном компьютере и переданный по каналу DMA через шину PCI и буферные устройства интерфейсного процессора D(0:7), легко преобразуется в последовательные битовые информационные потоки отдельно для каждого телефонного канала. Синхронная передача каждого независимого потока передается через многоканальный формирователь выходных сигналов в аналоговый процессор «кодер-фильтр-декодер» для выдачи в телефонную линию. Такая организация рассматриваемой структуры многоканальной инфокоммуникационной системы позволяет организовать практически одновременный прием и передачу речевых потоков, независимые в каждом канале.

Существенным преимуществом предложенной выше технологии построения инфокоммуникационных систем на основе компьютерной технологии переработки информационных речевых информационных потоков является возможность аппаратной реализации интерфейсного процессора совместно с многоканальным адаптером телефонных линий в виде отдельного устройства, вставляемого внутри персонального компьютера в аппаратный разъем шины PCI. В этом случае совместно с созданной сервисной программой управления вся автоматизированная многоканальная инфокоммуникационная система легко реализуется в законченном виде на одном персональном компьютере.

Рассмотрим далее возможности применения рассмотренной выше компьютерной технологии переработки речевых информационных потоков для

построения многоканальных инфокоммуникационных систем на основе каналов мобильной связи. Особенностью таких систем является тот фактор, что они могут быть аппаратно построены только в виде отдельных выносных устройств для каждого телефонного канала с возможностью обеспечения электромагнитной совместимости каналов мобильной связи. Однако решение данной задачи в рамках рассматриваемой компьютерной технологии может быть получено при аппаратном использовании высокоскоростных внешних шин современных персональных компьютеров, таких как интерфейсы типа USB. Структура многоканальной инфокоммуникационной системы для каналов мобильной связи представлена на рис. 4.2.

Согласно принципам компьютерной технологии переработки информационных потоков структура инфокоммуникационной системы, представленная на рис. 4.2, определяется следующими базовыми элементами:

- каждый телефонный канал многоканального адаптера содержит модуль приема-передачи GSM, обеспечивая связь инфокоммуникационной системы с базовыми станциями сети мобильной связи;

- в структуре адаптера телефонного канала используется аналоговый процессор «кодер-фильтр-декодер», однако, в отличие от структуры системы, представленной на рис. 4.1, в данном случае используется новое функциональное «устройство суммирования», которое обеспечивает объединение прямых и обратных речевых сигналов для преобразования в аналоговом процессоре «кодер-фильтр-декодер»;

- структура интерфейсного процессора содержит устройство формирования выходных сигналов, регистр управления каналами, двунаправленный буфер данных и сигнальный процессор, аналогичные предыдущему варианту;

для организации двунаправленной связи в интерфейсном процессоре предусматривается специализированный контроллер USB, функционирование которого осуществляется с помощью сигнального процессора через отдельный буфер сигналов управления.

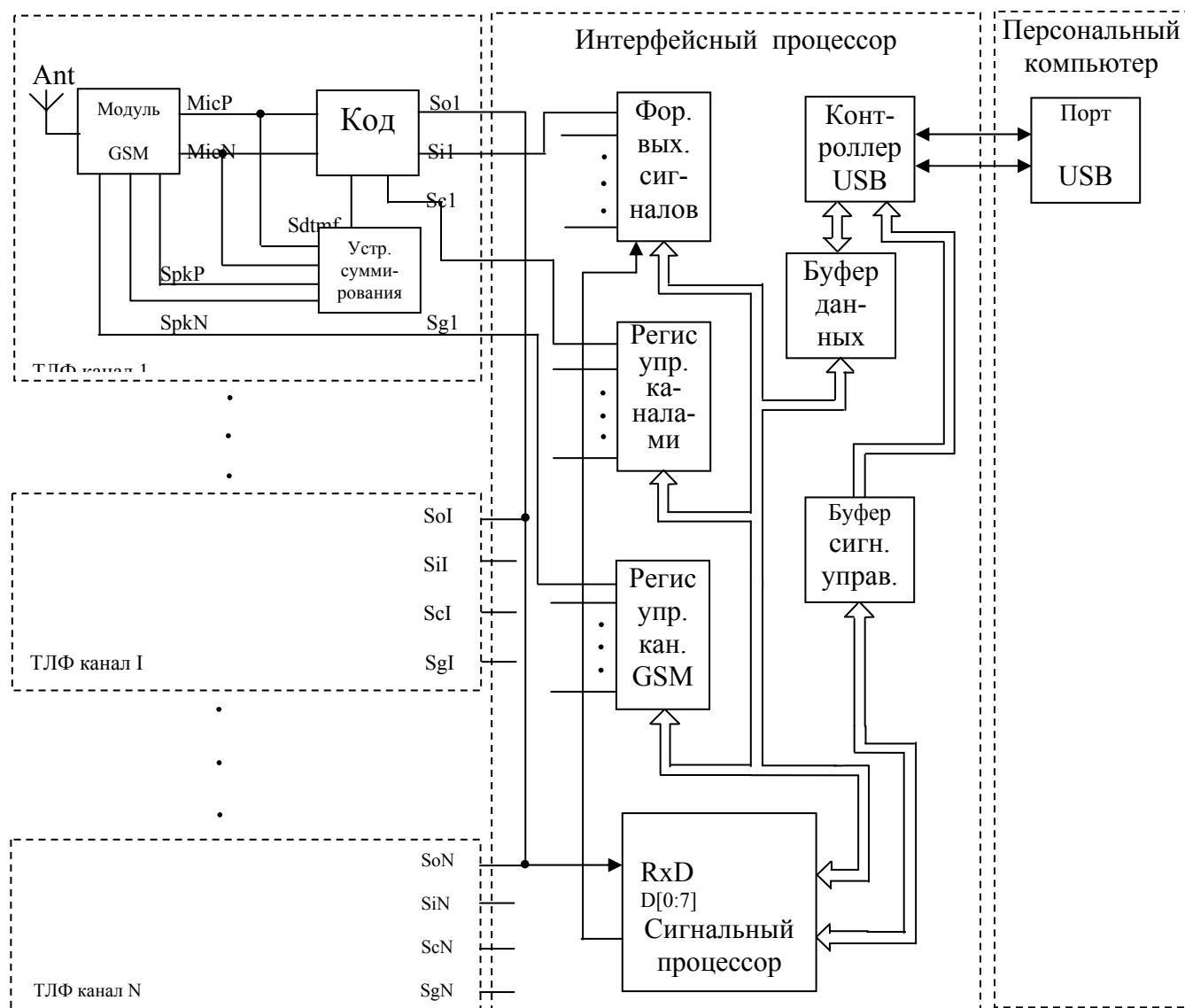


Рисунок 4.2 – Структура инфокоммуникационной системы для каналов мобильной связи на основе персонального компьютера с интерфейсом типа USB

Рассмотрим основные процедуры функционирования рассматриваемой инфокоммуникационной системы. В отличие от рассмотренной выше системы (см. рис. 4.1), в данном случае источниками входных сигналов используются сигналы MicP и MicN от подключаемого к модулю GSM внешнего микрофона, а также выходные сигналы SpkP и SpkN от внешних громкоговорителей. При этом в качестве выходных сигналов SpkP и SpkN фактически используются речевые файлы, сформированные в программном модуле персонального компьютера и переданные в адаптер телефонных каналов через сигнальный процессор интерфейсного процессора аналогично варианту инфокоммуникационной

системы с интерфейсом типа PCI. В устройстве суммирования каждого телефонного канала выполняется объединение речевых потоков, принимаемых и передаваемых потоков модуля GSM, а также формирование частотного кода Sdtmf, соответствующего номеру абонента. Для управления модулем GSM используется специализированный регистр формирования сигналов Sgi для каждого отдельного канала многоканального адаптера инфокоммуникационной системы.

Из анализа рассмотренной выше технологии построения структуры автоматизированной инфокоммуникационной системы следует, что существенным преимуществом данной системы является возможность аппаратной реализации многоканального адаптера телефонных каналов совместно с интерфейсным процессором в виде независимого от персонального компьютера внешнего выносного блока. Такой выносной блок системы может быть легко переключаться к любому персональному компьютеру, имеющему порт USB.

4.2 Разработка алгоритмов функционирования автоматизированных многоканальных инфокоммуникационных систем на основе многозадачных операционных систем

Из анализа принципов построения автоматизированных инфокоммуникационных систем на основе использования компьютерной технологии переработки многоканальных речевых потоков следует, что достижение потенциальных характеристик таких систем может быть получено только при программной реализации основных алгоритмов и процедур в рамках многозадачных операционных систем персональных компьютеров. Существенными требованиями к технологии построения таких программных комплексов являются, как обеспечение обработки всей совокупности информационных речевых потоков в масштабе времени, близком к реальному, так и обеспечение возможности использования прикладного программного

обеспечения используемого персонального компьютера для решения других прикладных задач без существенных потерь и искажений обрабатываемой речевой информации в темпе ее поступления в инфокоммуникационную систему. В данном разделе рассмотрим основные элементы построения сервисных программных комплексов на основе использования операционных систем широкого применения. К числу таких элементов, обеспечивающих эффективное функционирование рассматриваемых многоканальных инфокоммуникационных систем следует отнести:

- процедуры организации приема-передачи информационных речевых потоков из каналов многоканального адаптера телефонной сети в память персонального компьютера;

- алгоритмы организации буферных массивов в памяти персонального компьютера для оперативного взаимодействия с совокупностью программных модулей переработки информационных потоков в каждом независимом телефонном канале;

- базовые алгоритмы извлечения информации в каждом независимом телефонном канале, ее сохранения и организации баз данных для долговременного хранения с привязкой к текущим номерам абонентов телефонных каналов, дате и времени;

- процедуры для обеспечения синхронизации многоканальной обработки всех речевых потоков и алгоритмы контроля нарушений синхронности обработки для оперативного принятия решений оператором многоканальной инфокоммуникационной системы;

- процедуры формирования сервисной программной оболочки для эффективного управления такими инфокоммуникационными системами.

Из анализа технологии построения структур инфокоммуникационных систем, представленной в предыдущем подразделе следует, что вся система фактически представляет собой два процессорных устройства и функционирует в целом в асинхронном режиме. Вследствие этого фактора естественным путем обеспечения синхронности сквозной переработки информационных речевых

потоков является использование промежуточных буферных массивов в оперативной памяти используемого персонального компьютера. Естественно, что каждая ячейка такого буферного массива должна состоять из двух элементов для организации одновременного приема и передачи двунаправленных речевых потоков.

Согласно принципам функционирования персональных компьютеров при использовании многозадачных операционных систем должны обеспечиваться определенные резервы процессорного времени при одновременном выполнении нескольких прикладных задач. Эффективное преодоление этого ограничения может быть достигнуто путем организации двух независимых буферных массивов с кольцевым принципом их функционирования. В этом случае один из них выполняет прием информационного потока из интерфейсного процессора инфокоммуникационной системы, а через другой в это время считывается ранее записанная информация для передачи в программные модули последующей обработки. Применение программного монитора наблюдения за наполнением буферного массива позволяет синхронное переключение буферного массива с приема от интерфейсного процессора на передачу в программный модуль персонального компьютера. Структура (блок-схема) циклического алгоритма функционирования такого двухканального буферного массива представлена на рис. 4.3.

Согласно алгоритма, представленного на рис. 4.3, программный модуль приема-передачи информационного речевого потока должен состоять из трех массивов оперативной памяти, размером N элементов четырехбайтовых слов каждый, в том числе массивы $A1$, $A2$ для приема информации из телефонных каналов и массив B для одновременной выдачи информации в телефонный канал. В качестве сигнала для управления буферными массивами служит содержимое счетчика i ($i < N$) номера элемента буферного массива и номера k ($k=0$, либо $k=1$) приемных массивов $A1$ и $A2$. В момент полного наполнения одного из приемных буферов ($A1$ либо $A2$) может быть считана информации из другого, предварительно наполненного буфера. Для выдачи информации в телефонный канал в буфер выдачи должен записываться информационный речевой поток из

соответствующего программного модуля его формирования в каждом цикле обмена с интерфейсным процессором. Легко видеть, что с помощью такого алгоритма обмена обеспечивается одновременный прием и передача информационных речевых потоков для всех телефонных каналов, включенных в данную инфокоммуникационную систему.

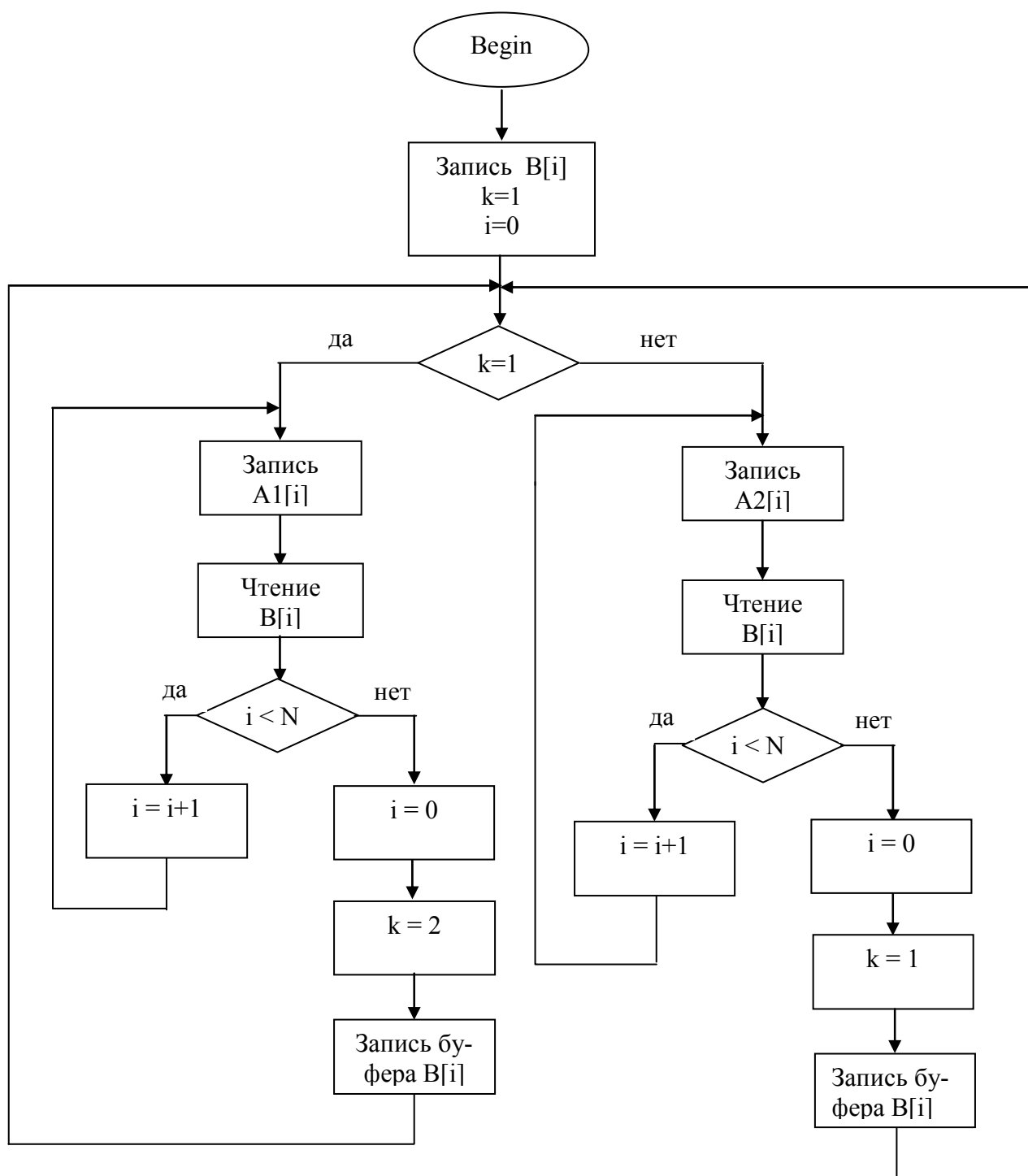


Рисунок 4.3 – Блок-схема циклического алгоритма функционирования буферных массивов.

Рассмотрим далее процедуры дальнейшей переработки информационных речевых потоков в рамках рассматриваемой компьютерной технологии обработки информации. Естественно, что алгоритмы такой обработки будут определяться заданным режимом функционирования канала программной обработки: прием информационного потока, либо передача заранее сформированного речевого потока. Блок-схема циклического алгоритма функционирования программного комплекса в режиме приема информационного речевого потока и его архивации для одного телефонного канала представлена на рис. 4.4.

Как следует из представленной блок-схемы, обработка информационного речевого потока в режиме архивации состоит из последовательности следующих процедур:

- анализ состояния буфера памяти по наполнению его отсчетами входного потока из адаптера телефонных каналов, переданных через интерфейсный процессор;
- поиск сигнала вызова в данном телефонном канале;
- создание файла архивации телефонных переговоров для данного телефонного канала;
- определение телефонного номера вызывающего абонента для включения его в формируемый паспорт создаваемого файла архивации;
- непрерывная запись информационного речевого потока данного телефонного канала параллельно с выполнением процедур анализа и обнаружения управляющих сигналов в данном канале;
- параллельный поиск сигнала отбоя в данном телефонном канале для закрытия формируемого файла архивации;
- создание паспорта файла архивации телефонных переговоров в данном телефонном канале с привязкой к дате и времени;
- запись сформированного файла на жесткий диск;
- переход в начало процедуры поиска сигнала вызова очередного абонента.

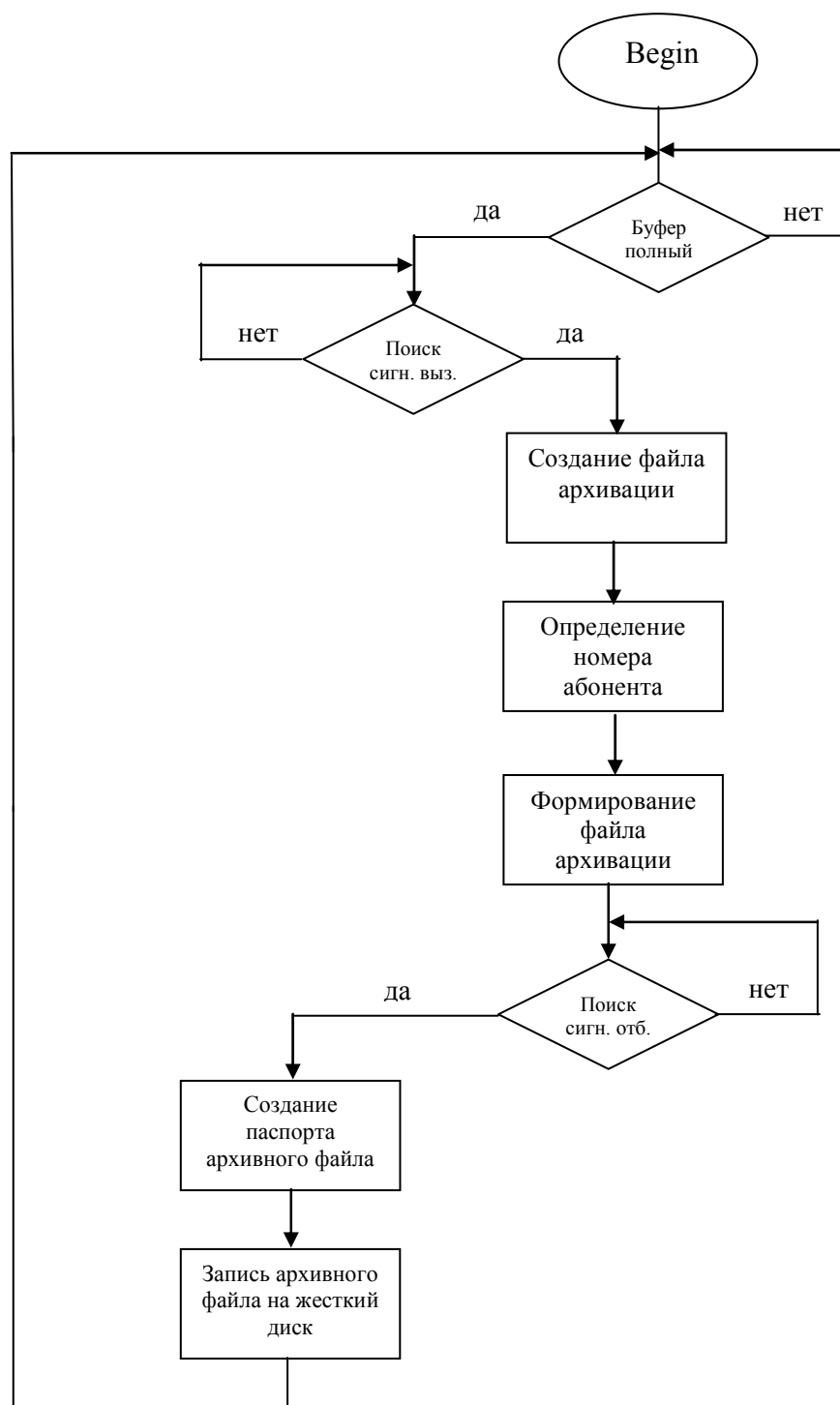


Рисунок 4.4 – Блок-схема циклического алгоритма обработки информационных речевых потоков в режиме архивации

Из анализа структур рассматриваемых инфокоммуникационных систем, представленных в предыдущем подразделе (см. рис. 4.1 – 4.3), следует, что входной буферный массив отсчетов информационных речевых потоков будет содержать в своем составе независимые последовательности для каждого

отдельного телефонного канала. Естественно, что полная технология переработки совокупного информационного потока должна обеспечивать параллельную независимую обработку для каждого телефонного канала. Легко показать, что современные многозадачные операционные системы позволяют организовать такую обработку в режиме непрерывного разделения процессорного времени.

Рассмотрим далее процедуры переработки в режиме выдачи в телефонные каналы сформированных заранее информационных речевых потоков. Блок-схема циклического алгоритма функционирования программного комплекса в режиме выдачи информационного речевого потока для одного телефонного канала представлена на рис. 4.5.

Как следует из представленной блок-схемы, обработка информационного речевого потока в режиме архивации состоит из последовательности следующих процедур:

- чтение и перезапись в буфер памяти требуемого и сформированного заранее речевого потока;
- формирование сигнала вызова заданного абонента;
- анализ состояния телефонной линии заданного телефонного канала;
- перезапись выдаваемого информационного речевого потока в буфер выдачи в интерфейсный процессор для заданного телефонного канала;
- выдача заданного информационного потока с одновременным обнаружением в данном телефонном канале сигнала состояния данной телефонной линии (абонент выслушал сообщение до конца либо абонент прервал связь, не дослушав полностью сообщение);
- формирование паспорта передаваемого сообщения с привязкой к дате и времени;
- переход к выдаче информационного речевого потока для следующего абонента согласно сформированного списка абонентов.

Может быть организована одновременная параллельная выдача совокупности информационных речевых потоков для нескольких телефонных каналов.

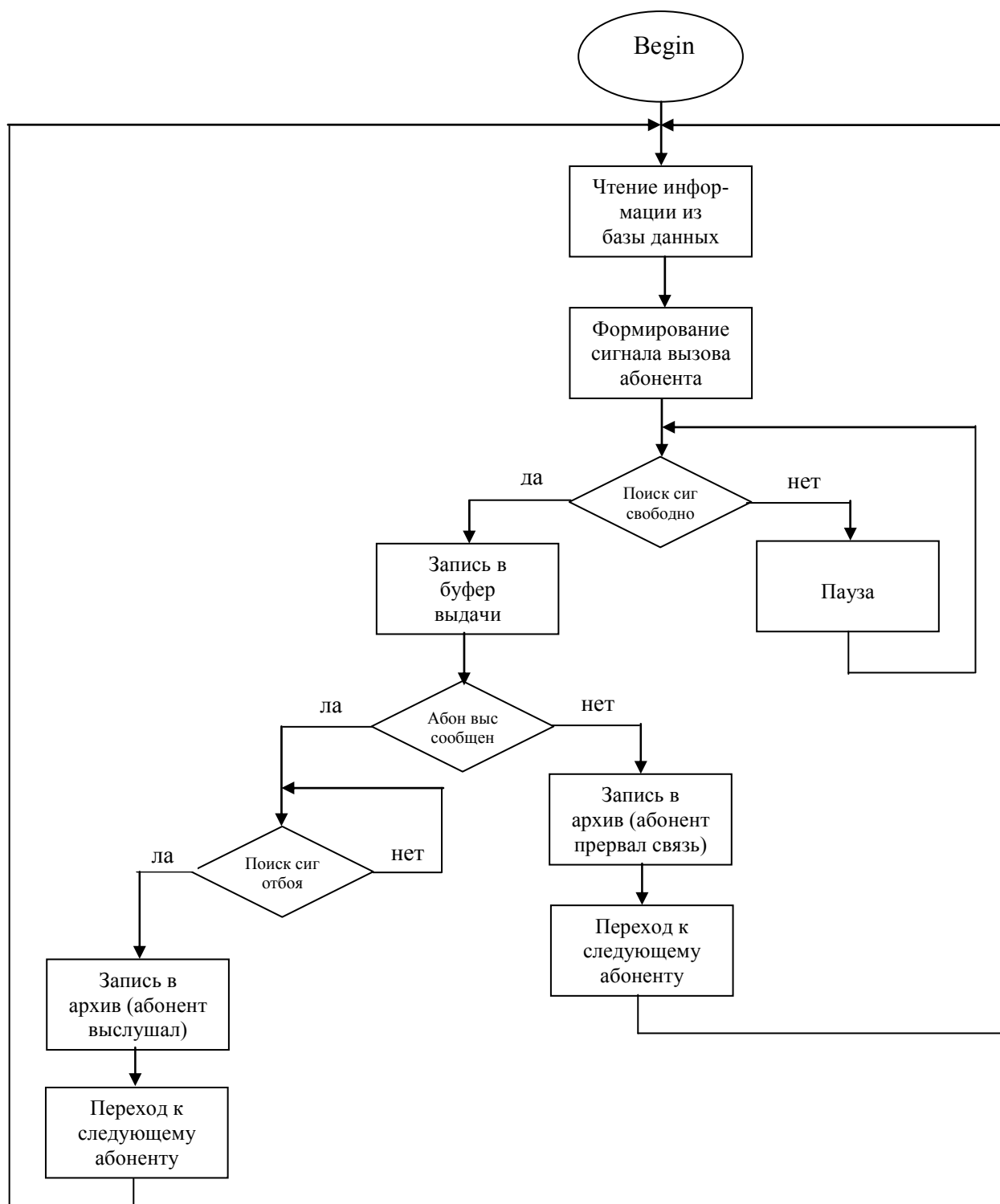


Рисунок 4.5 – Блок-схема циклического алгоритма выдачи информационных речевых потоков

4.3 Аппаратно-программный комплекс для создания инфокоммуникационной системы на базе шины PCI

На основе представленной в предыдущих разделах компьютерной технологии переработки многоканальных информационных речевых потоков был разработан аппаратно-программный комплекс для создания инфокоммуникационной системы на базе шины PCI. Этот комплекс предназначен для регистрации речевой технологической информации от любого источника аудиосигнала - телефонной линии, линии селекторной связи, радиоканала, микрофона. Запись речевой информации производится на жесткий магнитный диск компьютера. При этом автоматически фиксируется номер канала, дата, время начала и продолжительность разговора, номера телефонов входящих и исходящих звонков. Область применения – учет и контроль аудиоинформации на диспетчерских пунктах в энергетике, пожарной охране, железнодорожном транспорте, аварийных и охранных службах.

Комплекс может работать с программой автоматического телефонного оповещения. Область применения - в абонентских службах для напоминания потребителям различных коммунальных услуг (электричество, тепло, газ, вода) о сумме их задолженности.

Принцип работы многоканального устройства документирования и архивации речевой информации DTR заключается в преобразовании аналогового электрического сигнала, поступающего на вход канала, в цифровую форму и ввод этой цифровой информации в компьютер.

Работа устройства цифровой звукозаписи происходит под управлением специализированной программы, которая работает как **служба**, т.е. запись речевой информации происходит независимо от того, кто из пользователей осуществил вход в систему

Конструктивно аппаратная часть комплекса выполняется в виде отдельной платы, вставляемой в стандартную шину PCI персонального компьютера (см. рис. 4.6).

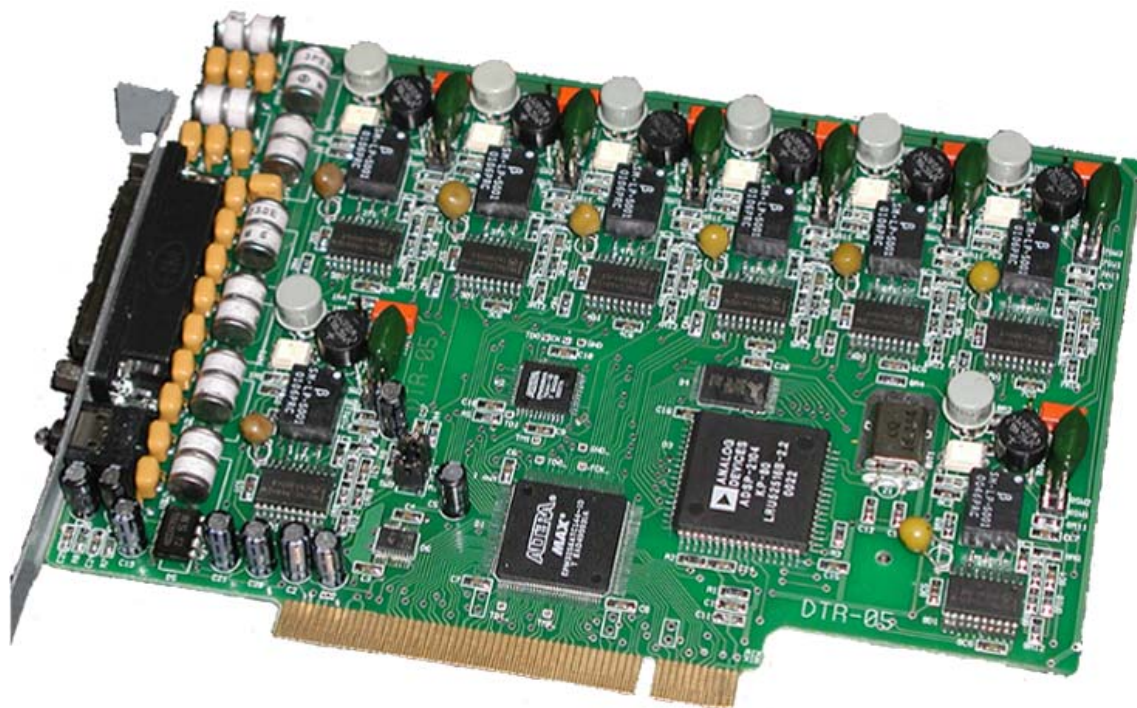


Рисунок 4.6 – Аппаратная часть многоканальной инфокоммуникационной системы на базе интерфейса PCI.

Система может использоваться для автоматического оповещения личного состава подразделений быстрого реагирования (МЧС, МВД, охрана, аварийные службы) о наступлении кризисных ситуаций. Запуск программы оповещения производится оператором. Оповещение производится передачей по телефону звукового сообщения для абонентов из заранее подготовленного списка. Факт получения сообщения абонент подтверждает, набрав на своем телефоне определенную цифру или комбинацию цифр. По окончании работы программа представляет подробный отчет.

Аппаратно-программный комплекс работает под управлением специальной программы AlarmDTR. Список готовится в программе Alarm DTR. Это текстовый файл следующего формата: - расширение .TXT; в первой строке указано имя звукового файла, который будет передаваться для абонентов из этого списка; для каждого оповещаемого одна строка; поля в строке разделяются символом «пробел» (допускается несколько пробелов); первое поле – номер телефона; при наличии нескольких номеров они разделяются запятыми **без пробела**; второе - текстовое поле (фамилия и т.д.).

Звуковые сообщения записываются программой AlarmDTR с микрофона, подключенного к звуковой плате компьютера, либо с телефонного аппарата, подключенного к устройству DTR.

Для работы программы необходимо:

- Настроить параметры процедуры оповещения;
- Составить списки оповещения и записать для каждого списка соответствующий звуковой файл;
- Установить параметры автоматического контроля телефонных линий.

Для создания списка оповещения в меню нужно выбрать **Файл/Создать список**. Откроется окно подготовки списка (рис. 4.7).

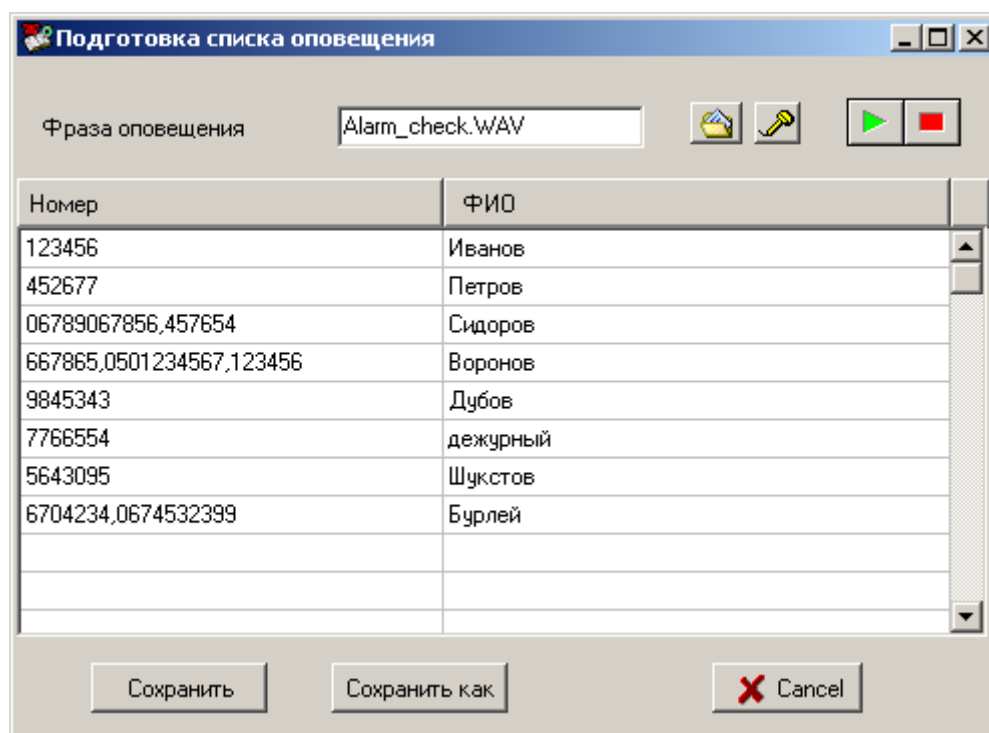


Рисунок 4.7 – Окно подготовки списка

Список имеет две колонки - номера телефонов и фамилии либо текстовый комментарий. Если за абонентом закреплено несколько телефонов (до трех), они указываются через запятую без пробела. Оповещение будет происходить в порядке расположения абонентов в списке. Списку должен соответствовать звуковой файл – фраза оповещения.

В программе предусмотрена автоматическая и ручная проверка системы оповещения. Автоматическая проверка заключается в периодическом «снятии трубки» во всех каналах, включенных в режим оповещения и проверке наличия приглашающего сигнала станции.

Для настройки параметров проверки необходимо выбрать **Параметры/Проверка**. Откроется окно рис. 4.8.

В верхней части окна в разделе «Проверка ответа станции» необходимо установить период в часах, с которым происходит автоматическая проверка. В окошке вверху справа отсчитываются секунды до следующей проверки. Нажав

кнопку «Проверить сейчас» можно немедленно проверить все каналы оповещения. Результат последней проверки отражается в колонке «Проверка линии» и результаты всех проверок заносятся в журнал событий в программе Recorder DTR.

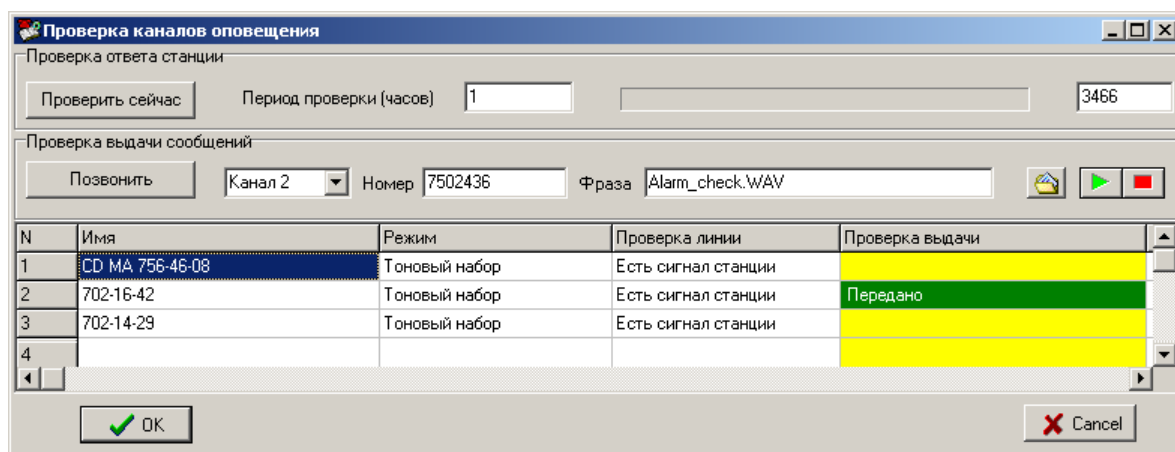


Рисунок 4.8 – Окно настройки параметров каналов оповещения

Для запуска оповещения необходимо загрузить нужный список, выбрав **Файл/Загрузить список**. Нажав кнопку «Старт» можно запустить процесс оповещения. Кнопками «Пауза» или «Стоп» оповещение останавливается. Программа звонит к каждому абоненту до получения подтверждения. По каждому номеру телефона абонента делается заданное в параметрах оповещения (рис.10) число попыток.

Оповещение остановится после заданного количества циклов. Результат будет виден в окне программы (рис. 4.9).

Номер	ФИО	Состояние	Примечание	Результат
123456	Иванов	Подтвердили	22.06.10 04:05	Подтвердили
452677	Петров	Занято	22.06.10 04:05	Передано
06789067856,457654	Сидоров	Подтвердили	22.06.10 04:05	Подтвердили
667865,0501234567,123456	Воронов	Подтвердили	22.06.10 04:12	Подтвердили
9845343	Дубов	Нет гудков 15 сек.	22.06.10 04:08	Нет гудков 15 сек.
7766554	дежурный	Занято	22.06.10 04:07	Передано
5643095	Шукстов	Передано	22.06.10 04:05	Передано
6704234,0674532399	Бурлей	Подтвердили	22.06.10 04:05	Подтвердили

Всего: 8 7 7 5 0 Дозвонились: 7 Выслушали: 7 Подтвердили: 5 Очередь: 0

Рисунок 4.9 – Результат оповещения

В колонке «Состояние» указано состояние после последнего звонка. В колонке «Примечание» указано время последнего звонка. В колонке «Результат» указан лучший результат звонка к абоненту из всех попыток. Результаты оповещения можно сохранить в виде текстового файла выбрав **Файл/Сохранить результаты оповещения** или соответствующую кнопку.

Анализ существующей в настоящее время элементной базы и сигнальных процессоров показывает, что аппаратная часть комплекса может быть выполнена в виде модульной структуры, тестирование которой может быть выполнено с помощью персонального компьютера, входящего в состав комплекса.

Аппаратно – программный комплекс информирования по телефонным каналам, созданный в Харьковском национальном университете радиоэлектроники по выше изложенной методологии, позволяет создавать гибкие информационные системы для решения широкого круга организационных и технических задач.

4.4 Аппаратно-программный комплекс для создания инфокоммуникационной системы на базе интерфейса USB

Аппаратно-программный комплекс (Call Center) предназначен для автоматического общения по телефону с клиентами - потребителями различных коммунальных услуг и обмена с ними информацией. (рис. 4.10).

Исходной информацией для работы CallCenter является список абонентов с номерами телефонов, номерами лицевого счетов и суммой их задолженности.

Call Center DTR общается с абонентами следующими путями: звонит по телефонам абонентов; отвечает на входящие звонки; рассылает SMS.

Автоматическая система информирования о задолженности представляет собой программу AutoCallDTR, работающую совместно с компьютерным архиватором речи DTR. В меню программы AutoCallDTR выбрать «Параметры» и далее «Параметры обзвона абонентов». В открывшемся окне (рис. 4.11) необходимо задать: режим обзвона; расписание обзвона; сформировать выдаваемую фразу.

При выборе «Call center» откроется окно настройки Call Center (рис. 4.12).

Здесь нужно: выбрать фразу приветствия; сформировать звуковое меню; задать время вызова оператора; указать путь к каталогу для записи показаний счетчиков полученных в формате DTMF.

Выполняемые действия могут быть:

- выдается фраза «Наберите номер лицевого счета и нажмите звездочку» и после получения заданного количества цифр программа голосом сообщает сумму долга;
- выдается фраза «Наберите номер Вашего лицевого счета, нажмите звездочку, наберите показания счетчика и нажмите решетку».

выдается фраза «Назовите адрес и показания счетчика». Абонент



Рисунок 4.10 – Аппаратная часть комплекса инфокоммуникационной системы на базе интерфейса USB

- голосом сообщит свою информацию, которая запишется в звуковой файл.
- - включить сигнал вызова оператора. Сигнал вызова поступает на звуковую колонку компьютера, у которого находится оператор.
- - воспроизвести в телефонную линию заданный звуковой файл.

Параметры обзвона абонентов

Режим обзвона

☒ Обзвон по списку
☐ Обзвон по сумме долга

Расписание обзвона | Выдаваемая фраза

Категория	Передано период в часах	Прервано период в часах	Недозвон период в часах	Начало обзвона в часах (будни)	Конец обзвона в часах (будни)	Начало обзвона в часах (сб, вс)	Конец обзвона в часах (сб, вс)	Минимальная сумма долга
1	50	24	3	7	21	9	20	20
2	720	720	5	15	20	9	20	40
3	2	1	0,1	7	21	9	20	20
4	720	720	5	7	21	7	21	20
5	720	720	5	7	21	7	21	20
6	720	720	5	7	21	7	21	20
7	720	720	5	7	21	7	21	20
8	720	720	5	7	21	7	21	20
9	720	720	5	7	21	7	21	20

OK Cancel

Рисунок 4.11 – Окно установки параметров обзвона

Параметры автоответа

Режим

☐ Сообщение суммы долга
☒ Call center

Фраза приветствия
 _Вы позвонили_наберите 1-2-3-4.WAV

выбор файла

прослушивание

Голосовое меню

Цифра	Выдать файл	Действие
1	D:\DTR_Наберите номер счета.WAV	Произнести сумму долга
2	D:\DTR_Наберите номер счета и показания счетчика.WAV	Принять показания счетчиков DTMF
3	D:\DTR_Назовите адрес фамилию и показания счетчика.WAV	Установить метку
4		Вызвать оператора
5		
6		
7		
8		
9		
Нет 100 сек		Вызвать оператора

Каталог для записи данных DTMF

Переадресация вызова
 Flash 700 msec

OK Cancel

Рисунок 4.12 – Окно настройки Call Center

Для настройки канала в режиме «Ответ о сумме долга» нужно в окне режима канала на вкладке «Ответ» выбрать «Автоответ» (рис .4.13). Затем нужно установить:

- Выбрать звуковой файл с нужной фразой
- Время работы. Этой установкой можно воспользоваться, когда этот канал работает одновременно для обзвона и ответа на звонки
- Количество звонков, после которых происходит автоответ. Время записи, после которого соединение с абонентом разрывается.

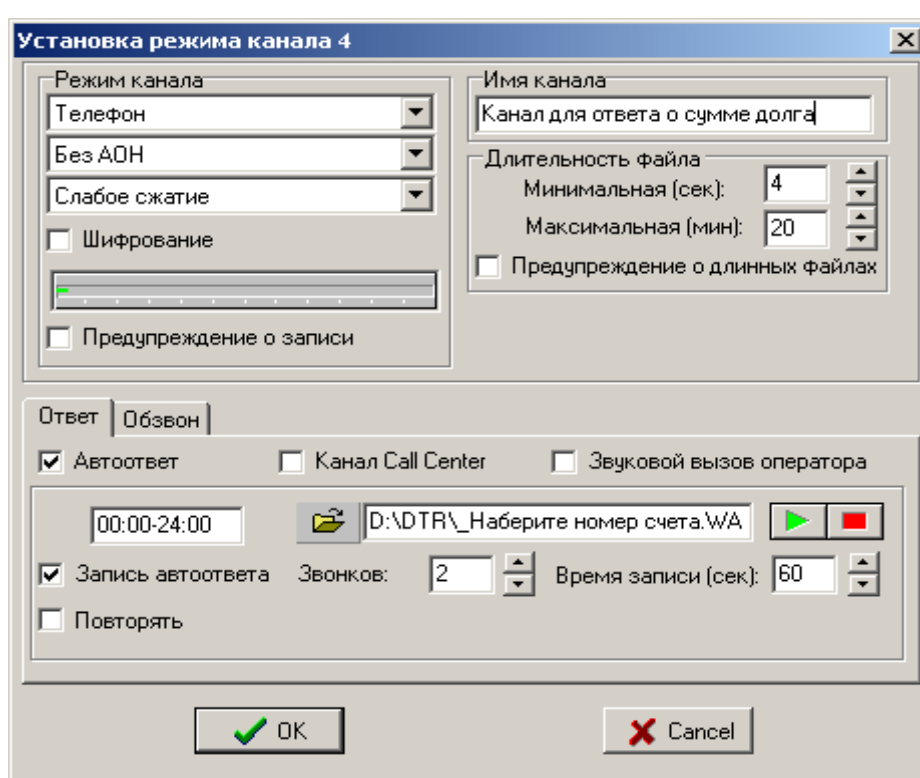


Рисунок 4.13 – Установка режимов канала для ответа о долге

Для настройки канала в режиме Call Center на вкладке «Ответ» выбрать «Канал Call Center» (рис. 4.14).

Затем нужно загрузить список абонентов. Списков может быть загружено три – для обзвона, ответа и рассылки SMS.

Для **загрузки списка** в меню выбрать «Файл» и «Обновить список обзвона» или «Обновить список ответа» либо нажать соответствующую кнопку.

В окне программы AutoCallDTR загруженные списки представлены в двух окнах (закладках) «Обзвон» (рис. 4.15) и «Ответ» (рис. 4.16).

Первоначально все абоненты поставлены в очередь на звонки, за исключением тех, у кого задолженность ниже порога, установленного в параметрах обзвона абонентов.

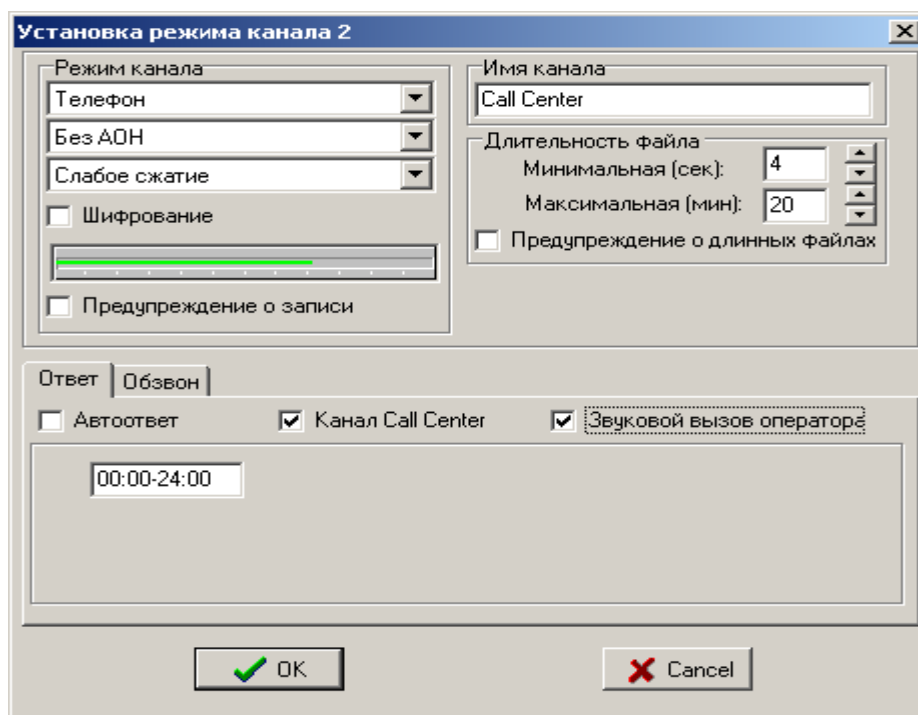


Рисунок 4.14 – Установка режимов канала для работы Call Center

Очередь – этот абонент находится в очереди на первоначальный звонок (цифры после слова «очередь» является служебной информацией).

Выдается – в этот момент этому абоненту производится звонок. Его можно прослушать в программе Recorder DTR, включив прямое прослушивание соответствующего канала.

Передано – до этого абонента программа дозвонилась и он выслушал сообщение.

Прервано – абонент не выслушав сообщение до конца (не услышав сумму долга) положил трубку.

Недозвон – нет сигнала вызова, занято или абонент не снимает трубку.

Статистику обзвона можно посмотреть по кнопке «Статистика».

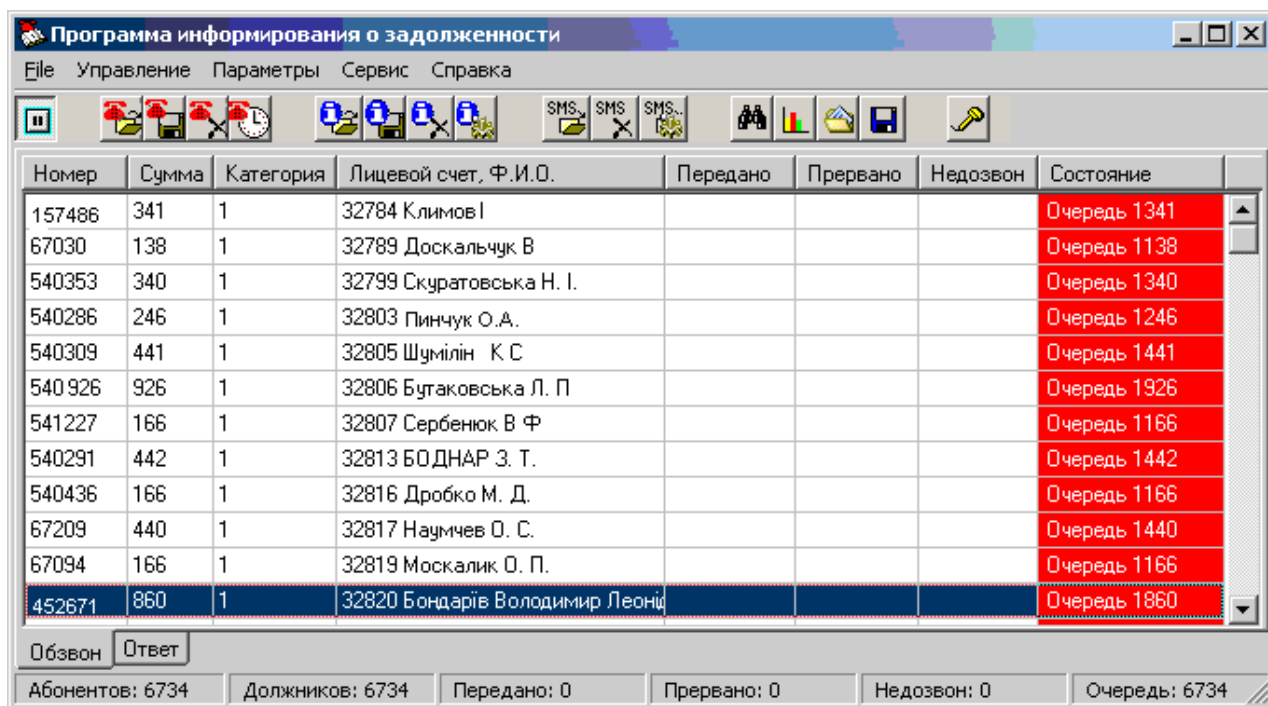


Рисунок 4.15 – Список, по которому происходит обзвон

После загрузки списка для обзвона и установки канала в режим автодозвона и нажатия «ОК» программа сразу начинает звонить абонентам.

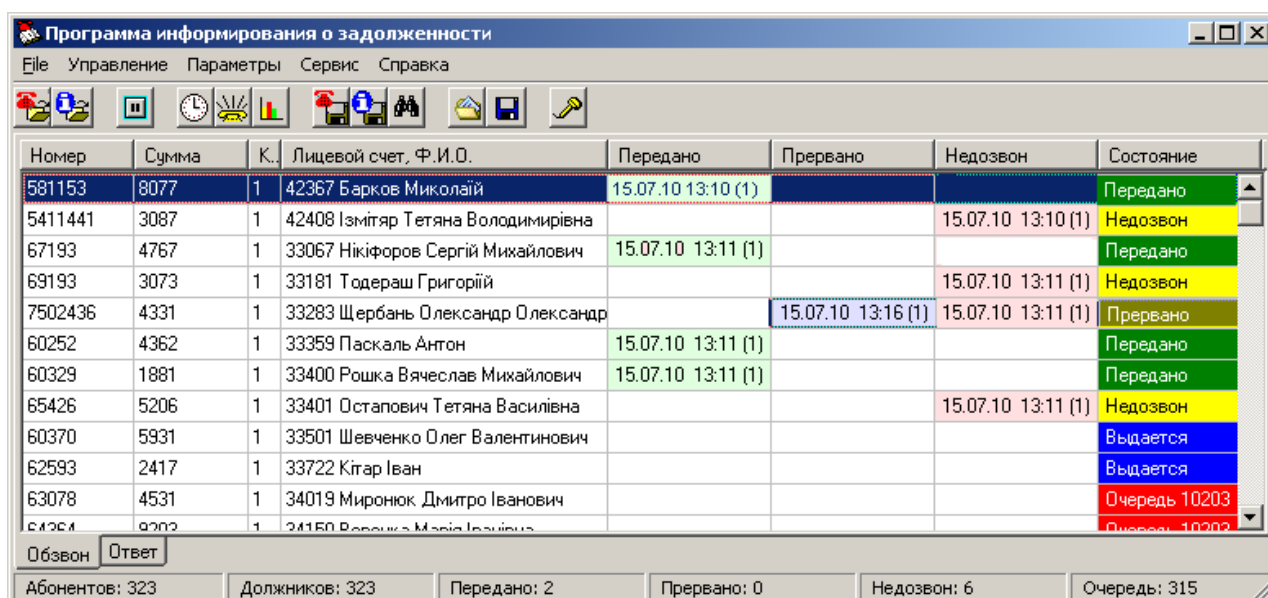


Рисунок 4.16 – Список, по которому отвечает программа

Результат звонка по абоненту отражается в колонке «Состояние»: выбрав в меню «Параметры» и «Статистика».

Все действия программы и изменение параметров оператором заносятся в журнал событий, который доступен из программы **RecorderDTR**.

Результаты работы программы хранятся в каталоге \DTR. Результаты обзвона записываются в файлы Debtor.dbf и Call.dbf; результаты ответа записываются в файлы Info.dbf и Answer.dbf.

Если загружен список SMS и есть свободный GSM канал, то одновременно происходит и рассылка SMS, ее результат можно посмотреть на закладке SMS (рис. 4.17)

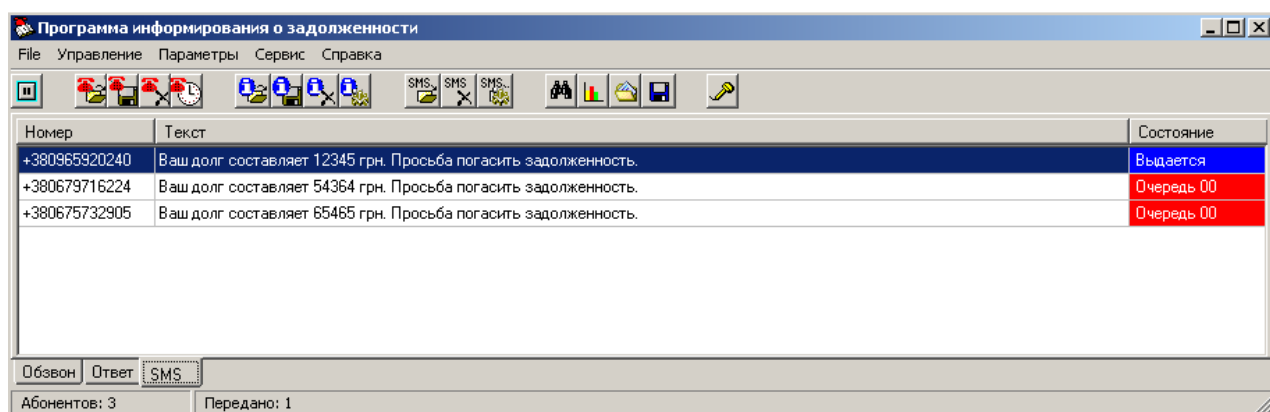


Рисунок 4.17 – Результаты рассылки SMS

Аппаратно-программный комплекс информирования по телефонным каналам, созданный в Харьковском национальном университете радиоэлектроники по выше изложенной методологии, позволяет создавать гибкие информационные системы для решения широкого круга организационных и технических задач.

4.5 Разработка методических рекомендаций по оптимизации многоканальных инфокоммуникационных систем

В данном разделе изложена методология многокритериального выбора оптимальных проектных решений как взаимосвязанная совокупность формализованных методов и процедур задания критерия оптимальности проектируемой системы, формирования исходного множества проектных решений, нахождения подмножества Парето-оптимальных вариантов с учетом

совокупности противоречивых показателей качества, а также сужение этого подмножества до единственного предпочтительного проектного решения с привлечением дополнительной информации от экспертов [4.7, 4.8].

При проектировании системы проектные решения x определяются вариантами структуры системы ϕ из некоторого исходного множества проектных Φ . Как правило, структура системы состоит из некоторых подсистем (блоков). В этом случае для определения исходного множества допустимых вариантов системы широкое распространение получил морфологический подход, для которого характерны такие факторы:

- выявление перечня основных функций системы и ее декомпозиция на отдельные подсистемы по функциональным признакам $\{\phi_l, l = \overline{1, L}\}$;
- определение альтернативных способов реализации каждой подсистемы и задание допустимых вариантов их построения $\Phi_l = \{\phi_{l1}, \phi_{l2}, \dots, \phi_{lK_l}\}$;
- формирование различных вариантов построения системы в целом на основе морфологических классов – множества вариантов построения каждой подсистемы, для которых выполняются условия $\sigma(l) = \Phi_l, l = \overline{1, L}, \sigma(l) \cap \sigma(j) = \emptyset$.

Формируется морфологическая таблица (табл. 4.1). При формировании допустимого множества вариантов системы должны учитываться ограничение на структуру, параметры и техническую реализацию отдельных подсистем и системы в целом, а также допустимые комбинации объединения отдельных вариантов подсистем между собой. Количество возможных вариантов системы определяется как $Q = \prod_{l=1}^L K_l$.

В общем случае для нахождения Парето-оптимальных решений могут быть использованы также разные специальные методы, например, весовой метод, метод рабочих характеристик, метод главного критерия, метод последовательных уступок и другие методы.

Таблица 4.1 Морфологическая таблица формирования множества исходных вариантов системы

Морфологические классы	Возможные способы реализации подсистемы	Количество способов реализации системы
$\sigma(1)$	$\phi_{11} \phi_{12} \phi_{13} \dots \phi_{1K_1}$	K_1
$\sigma(2)$	$\phi_{21} \phi_{22} \phi_{23} \dots \phi_{2K_1}$	K_2
....	...	...
$\sigma(l)$	$\phi_{l1} \phi_{l2} \phi_{l3} \dots \phi_{lK_l}$	K_l
...	...	...
$\sigma(L)$	$\phi_{L1} \phi_{L2} \phi_{L3} \dots \phi_{LK_L}$	K_L

Весовой метод. В случае применения этого метода Парето-оптимальные проектные решения находятся путем оптимизации взвешенной суммы частных целевых функций

$$P_{\tilde{f}}(X) = \left\{ x^{(o)} \in X : \arg \underset{x \in X}{extr} [f_p(x) = \lambda_1 f_1(x) + \lambda_2 f_2(x) + \dots + \lambda_m f_m(x)] \right\}, \quad (4.1)$$

в которой весовые коэффициенты $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ выбираются из условия $\lambda_i > 0, \sum_{i=1}^m \lambda_i = 1$. Подмножество Парето-оптимальных решений содержит те проектные варианты, которые удовлетворяют условию (4.1) при разных допустимых комбинациях весовых коэффициентов $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$.

Метод рабочих характеристик. Этот метод состоит в том, что все целевые функции, кроме одной, например, первой, переводятся в разряд ограничений типа равенства, и ищется её экстремум на множестве допустимых решений X

$$P_{\tilde{f}}(X) = \left\{ x^{(o)} \in X : \arg \underset{x \in X}{extr} [f_1(x)], \quad f_2(x) = b_2; \quad f_3(x) = b_3, \dots, f_m(x) = b_m \right\}. \quad (4.2)$$

Здесь $b_2, b_3, \dots, b_m$ – некоторые фиксированные, но произвольные значения целевых функций.

Одним из широко используемых методов сужения подмножества Парето-оптимальных решений до единственного предпочтительного варианта является

использование скалярной функции ценности (полезности). Функцию $U(\vec{k})$ (здесь $\vec{k} = (k_1, \dots, k_m)$) называют функцией ценности для отношения строгого предпочтения $\succ$, если для произвольных оценок $\vec{k}', \vec{k}'' \in Y$ в критериальном пространстве Y неравенство $U(\vec{k}') > U(\vec{k}'')$ имеет место тогда и только тогда, когда $\vec{k}' \geq \vec{k}''$. Если существует такая функция ценности $U(\vec{k})$, то единственное предпочтительное решение находится путем максимизации этой функции на подмножестве Парето-оптимальных оценок

$$\max_{\vec{k} \in \text{opt}_s V} U(\vec{k}). \quad (4.3)$$

Процедура формирования функции ценности $U(\vec{k})$ называется сверткой векторного критерия $\vec{k} = (k_1, \dots, k_m)$. Операция свертки возможна, если:

частичные критерии количественно суммарны по важности, частичные критерии являются однородными,

- формируется обобщенный критерий, числитель которого составляет произведение показателей, которые подлежат максимизации, а знаменатель – произведение показателей, которые подлежат минимизации;

- формируется обобщенный критерий на основе использования элементов теории адитивной полезности формируется обобщенный критерий относительно всех частичных показателей.

В ряде случаев обобщенная функция ценности может принимать вид

$$U(k_1, \dots, k_m) = \sum_{j=1}^m c_j \varphi_j(k_j) \quad (4.4)$$

где $\varphi_j(\cdot)$ – одномерные функции ценности, которые характеризуют ценность системы по j -му показателю качества; c_j – весовые коэффициенты

Иногда для заказчика системы по результатам анализа Парето-оптимальных вариантов становится желательным получить как можно большее значение одного из показателей качества, например k_1 , без учета других показателей

качества. Возможен также случай, когда весь набор показателей качества систем $k_1(\phi), k_2(\phi), \dots, k_m(\phi)$ строго упорядоченны по важности. Это означает что показатель k_1 более важный, чем показатели $k_2, \dots, k_m$, показатель k_2 более важный, чем показатели $k_3, k_4, \dots, k_m$ и т. д. Этому отвечает ситуация, когда при сравнении систем используется лексикографическое отношение.

Рассмотрим два вектора оценок показателей качества $\vec{k}', \vec{k}''$. Лексикографическое отношение $\vec{k}' \succ^{lex} \vec{k}''$ имеет место тогда и только тогда, когда выполняется одно из таких условий

$$\begin{aligned} \vec{k}'_1 &> \vec{k}''_1 \\ \vec{k}'_1 &= \vec{k}''_1, \quad \vec{k}'_2 > \vec{k}''_2, \\ \vec{k}'_j &= \vec{k}''_j, \quad j = 1, 2, \dots, m-1; \quad \vec{k}'_m > \vec{k}''_m. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Для $m=1$ лексикографическое отношение совпадает с отношением $>$ на подмножестве действительных чисел.

При выполнении отношения $\vec{k}' \succ^{lex} \vec{k}''$ говорят, что вектор $\vec{k}'$ лексикографически предпочтителен, чем вектор $\vec{k}''$. Если используется лексикографическое отношение при выборе единственного предпочтительного варианта системы, то это означает, что из пары оценок показателей качества (и соответствующих им систем) предпочтение отдается той системе, для которой первая компонента вектора $\vec{k}'$ (то есть оценка показателя качества k_1) больше, независимо от соотношения по другим компонентам вектора $\vec{k}$. Если первые компоненты оценок векторов $\vec{k}'$ и $\vec{k}''$ одинаковы, то предпочтение отдается той оценке, у которой большая вторая компонента вектора $\vec{k}'$ (оценка показателя качества k_2). Следующие компоненты вектора $\vec{k}'$ могут при этом значительно проигрывать соответствующим компонентам вектора $\vec{k}''$.

Метод анализа иерархий (МАИ) состоит в декомпозиции проблемы выбора единственного предпочтительного варианта системы на простые составляющие части и получении суждений экспертов по парным сравнениям различных элементов проблемы выбора.

Принцип сравнительных суждений экспертов в МАИ состоит в том, что объекты проблемы выбора сравниваются экспертами попарно по важности. Результаты парных сравнений элементов приводятся к матричной форме

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1j} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2j} \\ \dots & & & \\ a_{i1} & a_{i2} & \dots & a_{ij} \end{pmatrix}, \quad (4.6)$$

где $a_{ij} = \frac{w_i}{w_j}$ – оценки парных сравнений элементов выбора.

Диагональ этой матрицы заполняется значениями "1", а элементы матрицы, лежащие ниже диагонали, заполняются соответствующими обратными значениями. С математической точки зрения эта задача обработки сводится к вычислению главного собственного вектора, соответствующего максимальному собственному значению матрицы.

В частности, компоненты главного собственного вектора матрицы парных сравнений показателей качества вычисляются как среднее геометрическое значение в строке матрицы парных сравнений

$$V_j = \sqrt[n]{\prod_{i=1}^n a_{ij}}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (4.7)$$

где n – число показателей качества.

Через компоненты главного собственного вектора вычисляются соответствующие компоненты вектора приоритетов показателей качества как нормированные значения

$$P_j = \frac{V_j}{S}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (4.8),$$

где

$$S = \sum_{j=1}^n V_j \quad (4.9)$$

Аналогично находятся оценки матриц парных сравнений вариантов систем на уровне 3 в отдельности по отношению к каждому показателю качества системы. На основе этих матриц вычисляются компоненты соответствующих главных собственных векторов и векторов приоритетов систем $\vec{Q}_j$ по отношению к отдельным показателям качества систем.

С использованием полученных данных вычисляются значения компонент вектора глобальных приоритетов $\vec{C}$ согласно

$$C_i = \sum_{j=1}^n P_j Q_{ij}, \quad i = \overline{1, N}, \quad (4.10)$$

где N – число сравниваемых вариантов систем.

По максимальному значению компонент вектора глобальных приоритетов выбирается соответствующий предпочтительный вариант системы.

Выбор подходящего метода определяется исходными данными, которые можно получить от экспертов, и типом конкретной оптимизационной задачи. Но, как бы то ни было, предпочтительные варианты системы следует искать среди Парето–оптимальных вариантов. То есть, этап Парето–оптимизации является обязательным при проектировании систем, оптимальных с учетом совокупности показателей качества.

4.6 Разработка прикладных технологий преобразования видеoinформационных потоков в инфокоммуникационных системах

4.6.1 Разработка технологии энтропийного кодирования видеoinформационных потоков в информационно-телекоммуникационных системах

В результате бурного развития информационных технологий появилась возможность применения видеoinформационную ресурса в государственных

учреждениях. Итогом данного нововведения явилось улучшение качества системы управления. Использование видеоинформационного ресурса для односторонней передачи реализовано в системах видеомониторинга, а для двунаправленной передачи, соответственно, в системах видеосвязи.

В связи с легкостью осуществления видеосвязи наиболее распространенными видами кибератак являются атаки типа DDoS-атака. Существующие механизмы киберзащиты, работающих на различных сетевых уровнях, идентифицируют кибератаку по соответствию количественных параметров. Результатом данного типа реакции является обнаружение атаки, когда она уже перешла в активную фазу. Это приводит к необходимости разработки технологии, которая локализует действие битовых ошибок на видеоинформационный ресурс [165].

Поэтому цель работы заключается в создании метода локализации потери целостности вследствие неверного позиционирования статистических кодов при наличии ошибки в потоке, и рассмотрении изменения устойчивости видеоинформационную ресурса к ошибкам для предложенной технологии [166, 167].

Для устранения неверной идентификации начала каждого кода при битовых ошибках с целью позиционирования предлагается использовать технологию упругого к ошибкам энтропийного кодирования (Error Resilient Entropy Code – EREC). Данная технология задается функцией преобразования f_{errec} . Это определяется таким соотношением:

$$L(\theta) \xrightarrow{f_{\text{errec}}} S(\Lambda). \quad (4.11)$$

Здесь f_{errec} – функция распределения VLC кодов ℓ_{ξ} по слотам s_{λ} , Λ – количество слотов, в которые распределены VLC коды.

Технология EREC характеризуется следующими этапами:

- размещения содержимого кодовых конструкций ℓ_{ξ} ;
- перераспределения содержимого кодовых конструкций ℓ_{ξ} .

Для повышения эффективности заполнения слотов в соответствии с технологией EREC происходит перераспределение избыточных составляющих $\Delta\ell_\xi$ VLC кодов ℓ_ξ по избыточным составляющим Δs_i , $i \neq \xi$ слотов s_i , $i \neq \xi$, что задается формулой:

$$\Delta L(\theta) \xrightarrow{f_p} \Delta S(\Lambda), \quad (4.12)$$

где $\Delta L(\theta) = \{\Delta\ell_1; \dots; \Delta\ell_\xi; \dots; \Delta\ell_\theta\}$ – совокупность избыточных составляющих $\Delta\ell_\xi$ VLC кодов ℓ_ξ , $\Delta S(\Lambda) = \{\Delta s_1; \dots; \Delta s_\xi; \dots; \Delta s_\Lambda\}$ – совокупность избыточных составляющих Δs_ξ слота s_ξ .

Это позволит: 1) сохранить информацию VLC кодов ℓ_ξ на основе заполнения пустот слотов s_ξ ; 2) сократить избыточность, вызванную недогрузкой слота. Условие перераспределения без потерь информации заключается в обеспечении равенства суммы $\sum_{i=1}^{v_{cm}} |\Delta s_i|_2$ размеров составляющих Δs_i подпоследовательности $\Delta S(v_{cm})$ и длины $|\Delta\ell_\xi|_2$ избыточной составляющей $\Delta\ell_\xi$ VLC кода ℓ_ξ , т.е.:

$$\sum_{i=1}^{v_{cm}} |\Delta s_i|_2 = |\Delta\ell_\xi|_2. \quad (4.13)$$

Тогда для реализации процесса перераспределения избыточных составляющих $\Delta\ell_\xi$ VLC кодов ℓ_ξ необходимо:

а) провести оценку соответствия длины $|\Delta\ell_\xi|_2$ избыточных составляющих $\Delta\ell_\xi$ относительно количества v_{cm} и размеров избыточных составляющих Δs_i слотов s_i .

б) заполнить разрядами избыточных составляющих $\Delta\ell_\xi$ VLC кодов ℓ_ξ позиции подпоследовательности $\Delta S(v_{cm})$ избыточных составляющих Δs_i слотов s_i .

Для оценки эффективности локализации битовой ошибки необходимо рассмотреть процесс декодирования распределенных VLC кодов ℓ_ξ и восстановления компонент u_ξ трансформанты на приемной стороне.

По условиям предлагаемого алгоритма необходимо идентифицировать VLC коды ℓ_ξ , полностью вошедшие в соответствующие слоты s_ξ при первичном заполнении, и определить номер i -х позиций слотов s_i , которые имеют избыточность $|s_i|_2$. Номер позиции необходим для сборки VLC кодов ℓ_ξ , которые были распределены по нескольким слотам s_i .

Остаточная избыточность бит, которые использовались при формировании пакета $S(\Lambda)$ слотов s_ξ , на результат декодирования не влияют. Результатом обработки всех слотов s_ξ в пакете $S(\Lambda)$ является восстановление всех компонент u_ξ линеаризованной трансформанты.

В случае наличия битовой ошибки в μ -м разряде $h'_{\lambda,\mu}$ λ -го слота s_λ $h'_{\lambda,\mu} \neq h_{\lambda,\mu}$ процесс декодирования будет зависеть от битового положения в слоте:

1) Если идентификация λ -й кодовой комбинации ℓ_λ до считывания разряда $h_{\lambda,\mu}$ слота s_λ не была произведена, то возможна неверная идентификация окончания λ -й кодовой комбинации ℓ'_λ .

2) При идентификации λ -й кодовой комбинации ℓ_λ ошибка затрагивает избыточную составляющую $\Delta s_\lambda^{(\gamma)}$ слота s_λ , к которой идет обращение при сборке на g -м этапе ξ -го кода ℓ_ξ , $\xi = \lambda - d_g$. При этом также возможна неверная идентификация окончания ξ -й кодовой комбинации ℓ'_ξ . Идентификация кода ℓ_λ и ℓ_i кодов ℓ_i , избыточные составляющие которых входят в избыточные составляющие $\Delta s_\lambda^{(j)}$, $j < \gamma$ слота s_λ , будет произведена верно.

Для первого варианта положения ошибочного разряда $h'_{\lambda,\mu}$ при изменении длины $|\ell'_\lambda|_2$ кодовой комбинации ℓ'_λ :

а) в сторону увеличения $|\ell'_\lambda|_2 > |\ell_\lambda|_2$ ошибка распространяется на коды ℓ_i , которые при сборке должны были использовать разряды слотов s_i с позицией $i \in \{\lambda + d_{v_{cm}}; \dots; \lambda + d_{v'_{cm}}\}$ и битовое положение в слоте после избыточной составляющей $\ell'^{(v'_{cm})}_\lambda$ кода ℓ'_λ ;

б) в сторону уменьшения $|\ell_\lambda|_2 > |\ell'_\lambda|_2$ ошибка распространяется на коды ℓ_i , которые при сборке будут использовать разряды слотов s_i с позицией $i \in \{\lambda + d_{v'_{cm}}; \dots; \lambda + d_{v_{cm}}\}$ и битовое положение в слоте после избыточной составляющей $\ell'^{(v_{cm})}_\lambda$ кода ℓ'_λ .

При втором варианте положения ошибочного разряда $h'_{\lambda,\mu}$ ситуация повторяется для кода ℓ'_ξ .

Наглядное представление неверного декодирования пакета слотов при ошибке разряда 5 в слоте 1 показано на рис. 4.18.

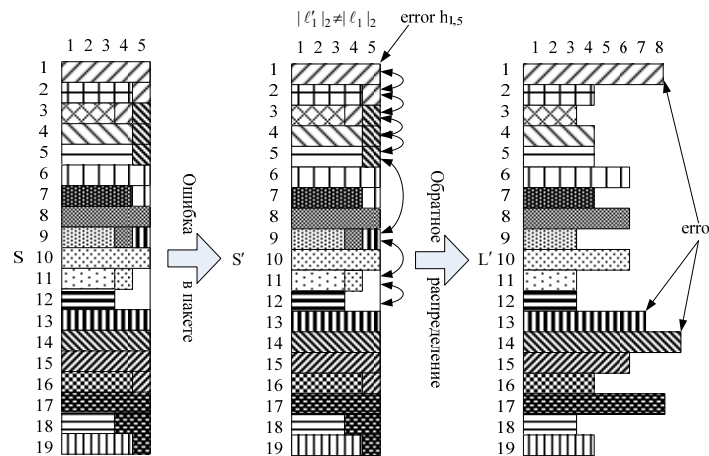


Рисунок 4.18 – Влияние ошибки в разряде $h_{1,5}$ слота s_1

на определение длин $|\ell_i|_2$ кодов ℓ_i последовательности $L(\theta)$.

В случае ошибочного декодирования первого кода ℓ_1 , декодер неверно определит длину первого кода. Для обратного распределения коды с 2 по 12 и с 15 по 19 останутся незатронутыми. Для кодов 1, 13 и 14 декодер может использовать как предыдущие, так и следующие значения разрядов, определенных алгоритмом распределения.

ВИСНОВКИ

1. Проведено огляд сучасних "надрозділяючих" методів і алгоритмів пеленгації точкових джерел шумових випромінювань (ДШВ), що діють по головному променю ДС ФАР.

2. Описана методика й математична модель експериментальних досліджень ефективності пеленгації джерел ШИ "надрозділяючими" методами спектрального оцінювання. Запропонований ощадливий спосіб формування спектральних функцій різних адаптивних "надрозділяючих" алгоритмів СА. Проведене тестування розробленої моделі по точних аналітичних результатах. Визначені статистичні показники ефективності створеного програмного забезпечення експериментальних досліджень.

3. Проаналізовано результати порівняння "надрозділяючих" алгоритмів спектрального аналізу (СА): мінімальної дисперсії Кейпона, максимуму ентропії Берга й ін., по широко використовуваному при пеленгації нестатистичному критерію Релея. Показано, що гранично досяжне розділення "надрозділяючих" алгоритмів СА становить десять частки ширини головного променя ДС ФАР при використанні 6-ти компенсаційних модулів і відношенні перешкода-шум 45 і 60 дБ на виході основного променя, що суттєво краще в порівнянні із класичними алгоритмами пеленгації ДШВ, що використовуються в діючих РЛС (ширина головного променя ДС ФАР). Використання "надрозділяючих" алгоритмів СА на основі АРФ дозволяє визначати кутові координати ДШВ зі СКО, рівної десятим-сотим часткам ширини головного променя ДС ФАР.

4. Для підвищення якості пеленгації запропоновано використовувати інформацію сукупності (банку) пеленгаторів, у яких реалізовані різні "надрозділяючі" методи СА. При відповідній стратегії використання цієї інформації ефективність банку може бути вище, чим окремих пеленгаторів, що входять до його складу.

5. Запропоновано реалізувати банк "надрозділяючих" методів СА для пеленгації точкових джерел шумових випромінювань на основі єдиного адаптивного решітчастого фільтра (АРФ) з матричною імпульсною характеристикою (МІХ), пропорційній тієї або іншій оцінці матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ оберненої до оцінки кореляційної мат-

риці (КМ) вхідних дій Φ . Можливість використання одного АРФ пов'язана з тим, що спектральні функції (СФ) різних "надрозділяючих" алгоритмів СА є функціями оберненої матриці $\Psi = \Phi^{-1}$, тому усі СФ утворюються відповідним комбінуванням квадратів модулів вихідних сигналів єдиного АРФ без зміни його структури й алгоритму адаптивного настроювання.

Крім того, АРФ мають цілий ряд важливих практичних переваг, пов'язані, зокрема, зі "спадкуванням" структурних особливостей початкової КМ, що дозволяє додати просто використовувати апіорну інформацію про специфіку структури реально невідомої КМ для підвищення ефективності (швидкодії) адаптивної обробки. Вона враховується простою модифікацією "базових" алгоритмів їх адаптивного настроювання, синтезованих для вхідних КМ загального виду (без явно вираженої специфіки).

6. Створено інтерфейс моделі адаптивної системи пеленгації в РЛС із двовимірною плоскою ФАР, що дозволяє Користувачеві задавати різні сценарії обстановки (кількість, кутові координати й інтенсивності точкових зовнішніх джерел незалежних шумових випромінювань), характеристики трактів обробки (неідентичність частотних характеристик каналів приймання, дискретність фазообертачів, помилки розташування елементів в апертурі й ін.) і відображати результати моделювання.

7. Розроблена "інструкція користувача" і наведені приклади її використання.

8. Розроблено й тестовано програму імітації, візуалізації й дослідження роботи адаптивної системи "надроздільної" пеленгації точкових джерел зовнішніх шумових випромінювань.

9. Розроблене програмне забезпечення дозволяє досліджувати:

- імовірність розділення джерел шумових випромінювань (ШВ)
- помилки оцінювання їх кутових координат,
- вплив на ефективність "надроздільної" пеленгації реально діючих факторів (дискретності фазообертачів; неортогональності й розходження коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів тракту обробки; випадкових помилок розташування випромінювачів; скінченності об'єму навчаючої вибірки ШВ).

10. З використання розробленого програмного забезпечення проаналізовано вплив неідентичності квадратурних підканалів ФД на якість пеленгації джерел. Показано, що при значеннях СКП “паразитних” набігів фаз $\sigma_f \approx 10^0$ у підканалах ФД імовірність правильного виявлення джерел може знизитися в 1.5–2 рази й в “адаптивній ситуації” може не задовольняти заданим вимогам. У зв'язку із цим у сучасних і перспективних РЛС із ФАР повинні використовуватися сучасні високоякісні цифрові ФД із малим рівнем амплітудно-фазових помилок.

11. Показано також, що при “модульному” об'єднанні сигналів ФАР невеликі помилки розташування випромінювачів у модулях мало впливають на показники пеленгації.

12. Сумісне використання методів СА (АРФ-банку) доцільно в умовах дефіциту навчаючих вибірок. При наявності вибірок, об'єм яких достатній для ефективної компенсації випромінювань зовнішніх джерел, ефективність АРФ-банку несуттєво перевершує ефективність окремих методів, що входять у його состав. У цих умовах при реально випадковому розташуванні джерел можна обмежитися їх ізольованим використанням (зокрема, методами Кейпона або його комбінованими різновидами), що істотно спростить процедуру пеленгації.

13. Розроблено комбіновану систему захисту від активних завад та пеленгації їх джерел на основі єдиного АРФ для РЛС військового призначення з метою одночасного виявлення повітряних цілей на тлі шумових перешкод і пеленгація їх постановників.

14. Проведено огляд сучасних методів і алгоритмів адаптивного захисту РЛС із ФАР від завад, створених точковими джерелами шумових випромінювань. Описані алгоритми адаптивної системи просторової обробки сигналів на тлі шумових завад із рівноцінними каналами на основі оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці загального виду. Адаптація на основі цих алгоритмів принципово відрізняється від адаптації на основі градієнтних процедур кореляційних автокомпенсаторів (АК) незалежністю швидкодії адаптивної обробки від ступеня складності завадової обстановки (розкиду власних чисел кореляційних матриць ШЗ).

15. Описана діагональна регуляризація оцінки максимальної правдоподібності просторової кореляційної матриці шумових завад у квазіньютонівському алгоритмі адаптації. Вона дозволяє формувати просторовий ваговий вектор уже з першої навчаючої вибірки та підвищити швидкодію адаптивної обробки – при відповідному виборі параметра регуляризації вхід у зону "3 дБ втрат" забезпечується при вибірці об'єму $K = 2 \cdot n$, удвічі більшого числа n зовнішніх джерел ШЗ, що в реальних умовах $n \ll M$ менше, ніж при адаптації на основі нерегуляризованих оцінок.

16. Описано квазіньютонівський АК із виділеним основним каналом адаптивної системи просторової обробки сигналів на тлі шумових завад, який захищається від зовнішніх випромінювань системою компенсаційних каналів, кількість яких визначається кількістю зовнішніх джерел, і тому може бути значно менше кількості модулів ФАР.

17. Для технічної реалізації квазіньютонівського алгоритму адаптації з виділеним основним каналом при обчисленнях із реально обмеженою розрядною сіткою для формування вагових векторів у блоці адаптивної цифрової просторової обробки сигналів на тлі маскувальних шумових завад рекомендовано використовувати багатоступінчатий адаптивний решітчастий фільтр, оскільки в цих умовах він забезпечує потрібні точність обчислень та, відповідно, ефективність адаптивної обробки.

18. Наведені приклади практичної реалізації АРФ для систем просторової та часової обробки радіолокаційних сигналів на основі

- цифрового сигнального процесора "ADSP-21469" серії "SHARC" фірми "Analog Devices";
- цифрового сигнального процесора "Tiger SHARC";
- налагоджувальної плати MDSEVM6678L фірми Texas Instruments із високошвидкісною мікросхемою восьмиядерного цифрового сигнального процесору DSP TMS320C6678;
- налагоджувальної плати V7 ЕК-V7-VC707 фірми Xilinx із високошвидкісною мікросхемою – вентиляльною матрицею (FPGA) типу XC7VX485T-2FFG1761C.

19. Розроблено математичні моделі пасивних завад (ПЗ) різної природи. Обґрунтовано можливість подання ПЗ набором з $K \geq 1$ випадкових взаємно незалежних гауссівських $M \geq 1$ – вимірних векторів комплексних амплітуд із заданою кореляційною матрицею (КМ) міжперіодних флуктуацій. Значення M визначається інтервалом міжперіодної обробки (розміром оброблюваної пачки), значення K – інтервалом міжперіодної стаціонарності відбиттів, що заважають. При постійному періоді проходження зондувальних імпульсів ця КМ є ермітовою і тьоплицевою та повністю визначається своїм першим (або останнім) стовпцем, елементи якого являють собою кореляційну послідовність (КП) – значення кореляційної функції міжперіодних флуктуацій відбиттів у дискретні моменти часу.

20. Розглянуті типові кореляційні функції й відповідні їм КП. Показано, що такі КП придатні для моделювання ПЗ із одномодовими (унімодальними) енергетичними спектрами міжперіодних флуктуацій, але не охоплюють широкого класу реальних ПЗ із багатомодовими (полімодальними) енергетичними спектрами міжперіодних флуктуацій. Для усунення цього недоліку запропоновано використовувати більше загальні моделі, що включають у себе ПЗ із типовими КП як окремі випадки. Можливість такого узагальнення пов'язана з тим, що кожний із процесів із типовою КП являє собою результат пропущення білого шуму через послідовно з'єднані ідентичні стійкі лінійні фільтри першого порядку. Саме ця ідентичність обмежує область доступних для моделювання ПЗ. В узагальненій моделі також використовується перетворення білого шуму стійкою лінійною системою, але утворюючі її фільтри можуть мати довільні параметри. За рахунок цього одноманітно й досить просто можуть бути змодельовані процеси, як з унімодальними, так і полімодальними енергетичними спектрами міжперіодних флуктуацій. Структура використовуваних формуючих фільтрів така, що змодельовані ПЗ є випадковими процесами авторегресії.

21. Знання загальних властивостей стаціонарних авторегресійних процесів довільного порядку p дозволяє цілеспрямовано змінювати параметри формуючого фільтра, щоб забезпечити необхідну форму спектра або кореляційної функції змодельованого процесу. Для зменшення часових витрат на моделювання запропоновано перейти від класичної реалізації до решітчастої реалізації формуючого фільтра.

22. Алгоритм пропонованого методу моделювання ПЗ допускає два види початкових даних:

- задані корені характеристичного рівняння p -го порядку;
- задану КМ міжперіодних флуктуацій пасивних завад.

В обох варіантах по обраним вихідним даним настроюється решітчастий фільтр (РФ), тобто відшукуються параметри, при яких його матрична імпульсна характеристика (МІХ) збігається з лівим трикутним співмножником матриці Φ . Використовуваний набір із $K \times M$ – вимірних векторів, що імітують K – вимірну вибірку ПЗ, здобувається шляхом перетворення в настроєному РФ $K \times M$ – вимірних гауссівських випадкових комплексних векторів з нульовим середнім і одиничною КМ, формованих стандартним датчиком випадкових величин комп'ютера.

23. На основі розроблених математичних моделей пасивних завад різної природи розроблено дослідницьку програму формування радіолокаційних відбиттів у когерентних імпульсних РЛС різного призначення та оцінки ефективності адаптивних систем захисту від відбиттів, що заважають, і відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій відбиттів.

24. З використання розробленої дослідницької програми проведено порівняльний аналіз відомих та нових методів оцінювання–відтворення енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій радіолокаційних відбиттів у когерентних імпульсних РЛС. Показано, що необхідний розмір пачки, при якому помилки відтворення не перевершують припустиму величину (-10 дБ), для методу Берга й «проміжних» методів в $2,5 - 4$ рази (процес $AP-\infty$) і менше (процес $AP-1$), чому для «класичного» Фур'є-спектра зі «згладженою» ІХ його ДПФ-фільтрів.

Роздільна здатність параметричних методів за розглянутими критеріями тем вище, чим вище якість використовуваної в них оцінки КМ. До них відноситься оцінка, що враховує «тьоплицеву» структуру КМ разом зі стрічково регуляризованою апроксимацією оберненої матриці. У цьому випадку запропоновані параметричні «проміжні» методи спектрального оцінювання виявляються ефективніше «класичних». При фіксованому розмірі пачки $M = 64$ й реально доступному об'ємі навчаючої вибірки $K = 8$ цей вигреш у більшості розглянутих ситуацій досягає $3 - 7$ дБ.

25. Розроблено комбіновану систему захисту від пасивних завад та оцінювання – відтворення їх енергетичних спектрів міжперіодних флуктуацій на основі єдиного «послідовного» АРФ, у якій у реальних умовах параметричної апріорної невідомості вирішуються завдання відтворення неперервних спектрів відбиттів від протяжних джерел і виявлення точкових повітряних цілей на їх фоні.

26. Розроблено комбіновану систему первинної міжперіодної обробки сигналів імпульсних доплерівських метеорологічних радіолокаторів із компенсацією відбиттів від місцевих предметів, виявленням повітряних об'єктів малої просторової довжини, зокрема, літаків військової або цивільної авіації, і усуненням відбиттів від них із навчаючої вибірки метеосигналів.

27. Розроблено рекомендації з практичної реалізації систем пеленгації постановників шумових випромінювань і відтворення спектрів відбитих сигналів у РЛС різного призначення.

28. Розроблена технологія, а також методи і алгоритми визначення просторового положення на основі сумісної обробки сигналів супутникових навігаційних систем та даних інерціальних навігаційних систем. Ця технологія та методи інтеграції даних навігаційних систем двох типів забезпечують надійність позиціонування наземних рухомих об'єктів в умовах обмеженої видимості навігаційних супутників. При цьому вони розроблені для обробки вимірювальної інформації, зареєстрованої недорогим обладнанням, і враховують особливості такої інформації.

29. Ефективність розроблених технології, методів та алгоритмів була підтверджена експериментально з використанням створеного на основі розроблених алгоритмів дослідницького програмного забезпечення і реальних даних ГНСС та інерціальної навігаційної системи, що були накопичені за допомогою експериментальної інтегрованої навігаційної системи, до складу якої входять низьковартісні ГНСС-приймач та ІНС. В результаті експерименту було доведено, що розроблені методи і алгоритми інтеграції даних ГНСС та ІНС дозволяють визначати значення параметрів руху (координати, швидкість, прискорення) наземних транспортних засобів (наприкладі автомобіля), що відповідають інтервалам часу тривалістю до кількох хвилин, протягом яких позиціонування за сигналами ГНСС неможливе. При цьому точ-

ність отриманих оцінок координат не поступається точності позиціонування за кодовими вимірами сигналів ГНСС.

30. На основі результатів оцінки ефективності розробленої технології інтеграції даних ГНСС та ІНС були сформульовані рекомендації щодо її використання. Ця технологія може застосовуватися для сумісної обробки інформації, зареєстрованої ГНСС-приймачем та ІНС, встановленими на борту автомобіля. Завдяки спрямованості даної технології на обробку інформації, накопиченої недорогим обладнанням, її застосування в автотранспортній галузі може носити масовий характер, що сприятиме успішному вирішенню ряду практичних задач, пов'язаних з керуванням автотранспортом та аналізом надзвичайних ситуацій на дорогах.

31. Проведено аналіз завдань, структури, функцій і номенклатури засобів систем радіочастотного моніторингу загального (радіо-радіотехнічного контролю (РРТК)) і оборонного (радіо-радіотехнічної розвідки (РРТР)) призначення. Визначено, що зазначені системи мають трьохрівневу ієрархічну структуру і дуже близькі завдання та функції. При цьому ефективність роботи цих систем суттєво залежить від багатьох чинників і вимагає ретельного планування як топології, структури і апаратного оснащення самих систем, так і процесу ведення РРТК і РРТР.

32. Представлена розроблена для підвищення ефективності і автоматизації процесів планування систем і ведення РРТК використання національного РЧР та РРТР викриття РЕОО в регіонах держави нова інформаційна технологія у складі бази знань, бази даних, програмного забезпечення, яка реалізована у вигляді ІРС. Наведені призначення методів, моделей, методик і алгоритмів інформаційної технології і виконуваних за їх допомогою функцій.

33. При розробленні бази знань запропоновано оновлений метод і вираз для визначення рівня корисного сигналу або перешкоди на вході радіоприймального пристрою ЗРМ, який, на відміну від відомого для розрахунку ЕМС, враховує частотну залежність параметрів пристроїв широкодіапазонних ЗРМ, що зазвичай істотно змінюються в залежності від робочої частоти РЕЗ. У виразі враховані всі характеристики, від яких залежить електромагнітна досяжність (ЕМД) і електромагнітна сумісність (ЕМС) ЗРМ і які підлягають аналітичному опису і алгоритмізації.

34. Проведено аналіз, обґрунтування і вибір раціональних методів розрахунку втрат та напруженості поля на трасі ПРХ і рівня сигналу на вході радіоприймальних пристроїв ЗРМ відповідно до Рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку: у вільному просторі (Р.525), за рахунок дифракції (Р.526-12), прогнозування для трас зв'язку «пункту з зоною» (Р.1546-14) і поширення радіохвиль Окумура-Хата. Визначені умови застосування зазначених методик для вирішення різноманітних завдань радіомоніторингу.

35. Запропоновано комплексний аналітично-апроксимаційний метод і процедуру врахування впливу характеристик спрямованості антен РЕЗ на рівень вхідних сигналів радіоприймальних пристроїв ЗРМ. Комплексний метод врахування спрямованих властивостей антен дозволив врахувати велике різноманіття і різнотипність існуючих антен і їх характеристик зі збереженням прийнятної для практики точності представлення. Для урахування поляризаційних властивостей антен використано відомий табличний метод.

36. Наведено метод розрахунку коефіцієнта неспівпадіння частотних параметрів випромінювань передавачів РЕЗ і смуг пропускання радіоприймачів ЗРМ. Для практичних розрахунків запропоновано застосування дворівневих апроксимацій характеристик випромінювань і прийому РЕЗ з використанням норм на ширину смуги пропускання (випромінювання) на рівнях 60 або 30 дБ.

37. Розроблено процедуру і алгоритм оцінювання ЕМД радіовипромінювань угруповань РЕЗ засобом радіомоніторингу і їх ЕМС з цими РЕЗ. Розроблений алгоритм дозволяє в інтерактивному режимі проводити розрахунок радіодоступності і завадозахищеності ЗРМ по всьому угрупованню РЕЗ обраних радіотехнологій і тим самим визначати його апаратну реалізацію і місце дислокації.

38. Розроблено процедуру і алгоритм оцінювання зон ЕМД широкодіапазонних ЗРМ і їх захисних зон від потужних радіовипромінювань РЕЗ, що знаходяться в зоні ЕМД. Вони з достатньою для практики точністю дозволяють, по-перше, оцінювати можливості як діючих, так і досліджуємих ЗРМ по територіально-частотного охопленню радіомоніторингом випромінювань РЕЗ як існуючих, так і перспективних радіотехнологій, а по-друге, моделювати різні вихідні дані і варіанти побудови

угруповань ЗРМ регіональних систем РРТК і РРТР з метою оптимізації їх топології і функціональної структури.

39. Спроектовані концептуальні схеми баз даних ЗРМ, РЕЗ і картографічної інформації для серверної та клієнтської складових інформаційно-розрахункової системи.

40. Наведено опис розробленої структурно-функціональної схеми клієнт-серверного варіанту ІРС. Визначені функції серверної і клієнтської складових. Приведені структура і склад розробленого функціонального програмного забезпечення серверної і клієнтської складових ІРС.

41. Розроблені і наведені моделі інформаційних потоків, протоколи обміну між складовими ІРС, алгоритм і програма «ZoneAdmin.exe» взаємодії АРМ адміністратора сервера з ЦБД, алгоритм і модуль «Zonesync.exe» для потокового обміну інформацією між АРМ клієнта і сервером БД.

42. Описані і проілюстровані розроблені робочий інтерфейс і режими роботи АРМ адміністратора сервера БД з імпорту даних стосовно зареєстрованих РЕЗ із єдиної бази даних обліку РЕЗ, ведення бази даних ЗРМ і зміни паролів адміністратора та віддалених клієнтів.

43. Розроблені, описані і проілюстровані робочий інтерфейс і робота функціонального програмного забезпечення АРМ клієнтів в режимах настройки і управління ЕКМ, розрахунку втрат і напруженості поля на трасі ПРХ, розрахунку радіодоступності ЗРМ радіовипромінювань РЕЗ, розрахунку зон ЕМД і зон захисту ЗРМ від завад інтермодуляції і блокування.

В цілому в ході виконання роботи за розділом 3 створено **нову інформаційну технологію** частотно-апаратного планування і оптимізації функціональної структури СРЧМ для підвищення ефективності процесу радіомоніторингу (радіо-радіотехнічного контролю і радіо-радіотехнічної розвідки) і **діючий зразок інформаційно-розрахункової системи** моделювання і оцінювання можливостей систем радіочастотного моніторингу по територіально-частотному охопту радіоконтролем РЕЗ.

Інформаційна технологія за призначенням розроблена вперше в Україні. Реалізує широкі можливості з моделювання різних вхідних даних по РЕОО і варіантів побудови СРЧМ різного призначення. Дозволяє за рахунок моделювання і автоматизованих розрахунків істотно знизити інтелектуальні, фінансові та часові витрати на вирішення системних, планових та оперативних завдань радіомоніторингу.

44. Побудова інфокомунікаційної системи в рамках комп'ютерної технології обробки інформаційних потоків з необхідністю прив'язки до часових параметрів цих потоків повинне ґрунтуватися на таких принципах:

- використання зовнішніх пристроїв первинної обробки двонаправлених мовних потоків для узгодження їх з темпом обробки в персональному комп'ютері;
- використання як первинних сигналів в телефонних каналах інфокомунікаційних систем мовних сигналів, що підключаються безпосередньо до телефонної лінії, або до слухавок в інших мережах цифрового й мобільного зв'язку;
- технічна реалізація апаратної частини зовнішнього пристрою інфокомунікаційної системи у вигляді універсальної структури сполучення з персональним комп'ютером і набором стандартних інтерфейсів підключення до каналів зв'язку;
- використання стандартних інтерфейсів персональних комп'ютерів для сполучення зовнішніх пристроїв первинної обробки зі швидкодіючими шинами, таких як PCI, USB й ін.;
- реалізація багатоканальної потокової переробки мовних сигналів у персональному комп'ютері за допомогою програмно реалізованих алгоритмів на основі багатозадачних операційних систем.

45. Істотною перевагою розробленої технології побудови інфокомунікаційних систем на основі комп'ютерної технології переробки інформаційних мовних інформаційних потоків є можливість апаратної реалізації інтерфейсного процесора разом із багатоканальним адаптером телефонних ліній у вигляді окремого пристрою, що вставляється усередині персонального комп'ютера в апаратне рознімання шини PCI. У цьому випадку разом зі створеною сервісною програмою керування вся автоматизована багатоканальна інфокомунікаційна система легко реалізується в закінченому виді на одному персональному комп'ютері.

Крім цього, у рамках даної технології є можливість апаратної реалізації багатоканального адаптера телефонних каналів разом з інтерфейсним процесором у вигляді незалежного від персонального комп'ютера зовнішнього виносного блоку. Такий виносний блок системи може бути легко перемикається до будь-якого персонального комп'ютера, що має порт USB.

46. Розроблений метод локалізації втрати цілісності інформації на основі слот-технології при незначному збільшенні довжини пакета забезпечує захист при застосуванні кібератак на відеоінформаційний ресурс.

Використання динамічної надмірності технології розподілу з механізмом зворотного зв'язку між кодером і декодером ефективно для локалізації помилки декодування для НЧ.

47. Дослідження можливості зменшення комбінаторної надмірності шляхом застосування квантування подання трансформанти. Розроблена технологія квантування масиву роздільного подання з додатковою матрицею ознак дозволяє понизити нижню границю диференціального простору. Це забезпечує додаткове скорочення надмірності, обумовленою структурою поділюваних зображень.

Відмітні характеристики щодо інших методів полягають у тому, що формуються одновимірні коди за блоковою схемою у двовимірному квантованому просторі із застосуванням матриці ознак, утвореному для комбінованого роздільного подання зображень. Це дозволяє зменшити часові витрати на доставку аерофотознімка при заданих умовах щодо її відповідності відновленого зображення вихідному зображенню.

48. Системи з нелінійними ваговими коефіцієнтами в 6 – 7 разів менше навантажують надмірністю загальний канал обміну даними чим системи CDMA. Крім того, системи із НРВК є надзвичайно криптистійкими, ваговий коефіцієнт V_i , підстава ϕ_n є ключами для відкриття інформації. Це дозволить, у свою чергу, збільшити конфіденційність користувачів, забезпечить більшу швидкість обміну даними й більшу кількість користувачів, що обслуговуються.

Впровадження в експлуатацію даного методу передачі даних доцільно в наступному порядку:

- групове перетворення, для одержання кодового числа E , робити перед сервісною архітектурою LTE;
- ваговий коефіцієнт V передавати по нульовому каналу безпосередньо перед трансляцією сигналу;
- для організації криптостійкого зв'язку, підстава ϕ_n , необхідно передавати споживачеві одноразово по довірених каналах зв'язку або особисто.

49. Розроблений концептуальний базис ефективного синтаксичного подання слотів р-кадрів у градієнтному просторі локально-структурних обмежень забезпечує:

- скорочення кількості надмірності без втрати цілісності інформації на основі виявлення локально-структурних міжтрасформантних закономірностей і виключення кількості надлишкових службових даних у процесі ефективного кодування;
- зниження залежності підвищення рівня доступності ДВИР від кількості, що усувається, міжтрасформантної психовізуальної надмірності в процесі інтерполяції ДОС;
- компенсацію рівня корекції в процесі реконструкції елементів, що інтерполюються, за рахунок виявлення локально-структурних обмежень і декодування інформативних елементів ДОС без втрати цілісності;
- характер закону розподілу ймовірностей появи елементів у повідомленні впливає на захист даних від несанкціонованого доступу;
- при рівномірному законі розподілу ймовірностей: у випадку несанкціонованого доступу кодову послідовність можна розбити на окремі кодові конструкції однакової довжини таким чином, що вони будуть збігатися з реальними кодовими конструкціями. Це дозволить визначити позиції кодових конструкцій у кодовій послідовності й при доступі до таблиці частот забезпечити несанкціоноване декодування елементів кодової послідовності;
- при нерівномірному законі розподілу ймовірностей існує можливість підбора зловмисником з безлічі таблиць частот (законів розподілу ймовірностей) таких варіантів законів розподілу ймовірностей, які привласнюють елементам повідомлення в процесі статистичного кодування однакові коди.

50. Розглянуті варіанти присохлого процесів стиску й шифрування. Можливі наступні стратегії захисту відеоінформації: попереднє шифрування, шифрування в процесі стиску, шифрування стислої відсталості.

Сьогодні існує безліч способів захисту цифрових зображень у форматі JPEG. Вони, залежно від поставленого завдання – чи потрібні висока захищеність або компроміс між стійкістю й швидкістю обробки дозволяють вибрати оптимальне рішення. Загальною особливістю розглянутих способів захисту є те, що вони засновані на принципах класичного шифрування – перестановках і замінах. У зв'язку з розвитком обчислювальної техніки ці методи стають неефективними внаслідок збільшення часу на обробку, зниженні коефіцієнта стиску й недостатньою стійкістю захищених даних. Звідси треба: необхідно розробляти принципово нові методи й підходи до захисту цифрових даних у процесі стиску.

51. Метод аналізу ієрархій дає змогу об'єктивним шляхом визначити важливість (важіль) кожної з якісних характеристик методів приховування інформації. Однак критерій відбору експертів, що входять до його складу, щонайменше, потребує підключення додаткових процедур із відповідними алгоритмами, що потребують спеціального вивчення.

Анкетування експертів за принципом ранжування факторів, прямої розстановки та методу аналізу ієрархій протягом одного опитування показало, що розраховані за підсумками опитування вагові коефіцієнти факторів впливу високо корельовані між собою.

Усереднення вагових коефіцієнтів шляхом розрахунку середнього арифметичного, середнього геометричного, середнього гармонічного та медіанних оцінок, при умові нормування трьох останніх характеристик, показало, що отримані таким чином значення близькі між собою.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник / Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Маляренко, Д.И. Леховицкий, С.П. Лещенко, Ю.И. Лосев, А.И. Николаев, С.А. Горшков, С.В. Москвитин, В.М. Орленко; под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника, 2007. — 512 с.
2. Ширман Я.Д. Статистический анализ оптимального разрешения. //Радиотехника и электроника, 1961, т.6, №8.
3. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. — М.: Сов. радио, 1974, 360 с.
4. Burg I.P. Maximum Entropy Spectral Analysis. Proc. 37th Meeting of the Society of Exploration Geophysicists. Oklahoma City, Okla., October 1967.
5. Burg I.P. A New Analysis Technique for Time Series Data. NATO Advanced Study.
6. Capon J. High Resolution Frequency – Wave number Spectrum Analysis. Proc. IEEE, 1969, 57, pp.1408–1418.
7. Отчет о НДР "Разработка математической модели системы пространственной обработки сигналов на фоне внешних излучений и исследовательской программы для оценки ее эффективности в РЛС с АФАР" (шифр "Рівень"). Х.: ХНУРЭ.- 2013.-60 с.
8. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981.- 416 с.
9. Ширман Я.Д., Манжос В.Н., Леховицкий Д.И. Некоторые этапы развития и проблемы теории и техники разрешения радиолокационных сигналов. // Радиотехника. - М.:1997, №1, с. 31-42.
10. Ширман Я.Д., Горшков С.А., Лещенко С.П., Братченко Г.Д., Орленко В.М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование. // Зарубежная радиоэлектроника. - 1996. - № 11.
11. Бриллинджер Д. Временные ряды. Обработка данных и теория. - М.: Мир, 1990.- 536 с.

12. Леховицкий Д. И., Флексер П. М., Атаманский Д. В., Кириллов И. Г.. Статистический анализ «сверхразрешающих» методов пеленгации источников шумовых излучений в АР при конечном объеме обучающей выборки. // Антенны. - №2 (45), - 2000, с.23-40.

13. Хастингс Н., Пикок Дж. Справочник по статистическим распределениям. - М.: Статистика, 1980.

14. Леховицкий Д.И., Атаманский Д.В., Кириллов И.Г., Флексер П.М. Проблемы и новые результаты теории и техники оценивания пространственного спектра излучений на основе ФАР. // Сборник трудов третьей международной конференции по теории и технике антенн. - Севастополь, 8-11. 09. 1999.

15. Леховицкий Д.И., Атаманский Д.В., Кириллов И.Г. Разновидности “сверхразрешающих” анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обеляющих адаптивных решетчатых фильтров.// Антенны. – 2000, - №2 (45), с.40-55.

16. Леховицкий Д.И., Флексер П.М. Статистический анализ разрешающей способности квазигармонического спектрального оценивания методом Кейпона. // Сборник докладов международной НТК "Современная радиолокация". Вып.1. - Киев, 1994.- с.66 -71.

17. Дженкинс Р., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. т.2. / Пер. с англ. - М.: Мир, 1972.- 288 с.

18. Марпл - мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. /Пер. с англ.- М.: Мир, 1990.- с.584.

19. Гейбриэл У.Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием адаптивных решеток. // ТИИЭР. - т.69. - №11. - 1981.. - С.5.

20. Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Родзивилов В.А., Федоров И.Б., Чернов М.В. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа. // Радиолокация и радиометрия, №1, 1999.

21. Пыхалов А. А., Сарычев В. Т. Спектральное оценивание стационарных процессов на основе обращения матрицы исходных данных. // Радиоэлектроника.- 1991.-т.34.- №1.

22. Пахотин В. А., Бессонов В. А., Пахотина С. В., Борисов И.А. Современные методы спектрального оценивания. // Сборник регионального научного семинара «Прикладная электродинамика». - Калининград. -1995.- Балтийское отделение Российской инженерной академии.
23. Stoica P., and Moses R.L. Introduction to Spectral Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice–Hall, Upper Saddle River, NJ, 1997.
24. Dogand A. and Nehorai A. Estimating evoked dipole responses in unknown spatially correlated noise with EEG/MEG array. // IEEE Trans.Signal Processing.1998.
25. Ermolaev V.T. Gershman A.B. Fast algorithm for minimum-norm direction of arrival estimation. // IEEE Trans. Signal Processing, vol. SP-42, no.9, 1994, pp.2389-2394.
26. Giordano A., Hsu F. Least Square Estimation with Applications to Digital Signal Processing. JOHN WILEY & SONS, 1985, 412 c.
27. Goodman N.R. Statistical analysis based on a certain multivariate complex Gaussian distribution (an introduction) "Ann. Math. Statist". - v.34, p.152-177.
28. Gershman A.B., Bohme I.F. A Note on Most Favorable Array Geometries for DOA Estimation and Array Interpolation. //IEEE SIGNALPROCESSING LETTERS, vol. 4, No.8, august 1997/
29. Gershman A.B. Pseudo-randomly generated estimator banks: a new tool for improving the threshold performance of direction finding, IEEE Trans. Signal Process. SP-46 (May 1998) p.1351-1364.
30. Gershman A.B. Direction Finding Using Beamspase Root Estimator Banks.// IEEE Trans. Signal Process. SP-46 (November 1998) p.3131-3135.
31. Gershman A.B. and Bohme I.F. A pseudo-noise approach to direction finding.//Signal Processing 71 (1998) 1-13.
32. Gershman A.B. and Bohme I.F. Pseudorandomly Generated Estimator Banks: a New Resampling Scheme for Improving the Threshold Performance of Second and Higher-Order Direction Finding Methods. // Proc. of the Second Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques, 20-22 May 1997, Kyiv.

33. Gershman A.B., Matveyev and Bohme. Maximum likelihood estimation of signal power in sensor array in the presence of unknown noise field.// IEEE Proceedings F - Radar, Sonar and Navigation, vol. F-142, no. 5, October 1995, pp. 218-224.
34. Gershman A.B., Stoica P. New MODE-based techniques for direction finding an improved threshold performance.// Signal Processing, 76, 1999, pp. 221–235
35. Gershman A.B., Stoica P. On Unitary and Forward-Backward MODE.// Digital-Signal Processing, 9, 1999, pp. 67–75.
36. Гершман А.Б. Комбинированная пеленгация с совместным использованием высокоразрешимых пеленгаторов различного типа. // Радиотехника и электроника. – т.40. №6.– 1995.– С. 918-924.
37. Гершман А.Б., Ермолаев В.Т. Взаимосвязь спектральных оценок максимальной энтропии и "теплового шума". // Радиотехника. - М.: - №9.- 1988. -С.39.
38. Гершман А.Б., Ермолаев В.Т. Анализ собственных чисел корреляционной матрицы входных колебаний адаптивной антенной решетки и возможности углового сверхразрешения в условиях коррелированных внешних источников излучения. // Изв. вузов. Радиофизика. X. – т.31. - N10.-1988. - С.1236.
39. Гершман А.Б., Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Адаптивное разрешение некоррелированных источников по угловой координате. // Изв. вузов. Радиофизика. - 1988. - т.31. - N8. - с.941-946.
40. Гершман А.Б., Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Анализ сверхразрешения некоррелированных источников излучения в адаптивных антенных решетках. // Изв. вузов. Радиофизика. -1988. - т.31. - №11. - с.1374-1379.
41. Кейпон Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением. // ТИИЭР. - 1969. - т.57. - №8. - с.69-79.
42. Мюнье Ж. Пространственный анализ в пассивных локационных системах с помощью адаптивных методов / Мюнье Ж., Делиль Ж.Ю. // ТИИЭР.-1987.-т.75.- №11.- с.21-37.
43. Borgiotti G.V. "Superresolution of uncorrelated interference sources by using adaptive array technique"/ Borgiotti G.V. and Kaplan L.J.// IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-27, pp.842-845, Nov. 1979.

44. Lagunas M.A. "An improved maximum likelihood method for power spectral density estimation" / M.A. Lagunas and A.Gasull // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-32, pp. 170-173, Feb. 1984.

45. Леховицкий Д.И., Милованов С.Б., Пищухин В.М., Флексер П.М. Модифицированный алгоритм Кейпона для задач гармонического спектрального анализа пространственно-временных случайных сигналов. //5-я Всесоюзная школа-семинар "Проектирование автоматизированных систем контроля и управления сложными объектами". Тезисы докладов. - Туапсе, 1992.

46. Леховицкий Д.И., Дорошук В.А., Побережный А.Д. Теоретическое и экспериментальное исследование характеристик современных алгоритмов квазигармонического спектрального оценивания. // Международная конференция "Теория и техника передачи, приема и обработки информации". Тезисы докладов. - Туапсе, 18-21.09.1995.

47. Kaveh M., Barabell A.J. The statistical performance of the MUSIC and the minimum norm algorithms in resolving plane waves in noise. // IEEE Trans.- 1986.- v.ASSP-34.- №2.- p.331-341.

48. Stoica P., and Nehorai A.. MODE, Maximum Likelihood and Cramer-Rao Bound: Conditional and Unconditional Results.// In Proc. ICASSP 90 Conf., pages 2715-2718, Albuquerque, NM, April 1990.

49. Stoica P., and Soderstrom T. Statistical Analysis of MUSIC and Subspace Rotation Estimates of Sinusoidal Frequencies.// IEEE Trans. ASSP, ASSP-39:1836-1847, Aug. 1991.

50. Wu Q. and Wong K.. UN-MUSIC and UN-CLE: An Application of Generalized Canonical Correlation Analysis to the Estimation of the Directions of Arrival of signals in unknown correlated noise. / IEEE Trans. SP,42:2331-2341, Sept. 1994.

51. Фридландер Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных. // ТИИЭР. - 1982. - т.70. - №8. - с.54-97

52. Леховицкий Д.И., Милованов С.Б., Раков И.Д., Свердлов Б.Г. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч.2. Адаптация при заданном корне из оце-

ночной корреляционной матрицы. // Изв. вузов. Радиофизика. - 1992.- №11-12.- с.969-992.

53. Леховицкий Д.И., Атаманский Д.В., Джус В.В., Жуга Г.А. Комбинированные пеленгаторы точечных источников шумовых излучений на основе адаптивных решетчатых фильтров.//– Х.: Прикладная радиоэлектроника. – ХНУРЭ. 2006.-10с.

54. Ермолаев В.Т., Родюшкин К.В. Функция распределения максимального собственного кількості выборочной корреляционной матрицы собственного шума элементов антенной решетки.// Изв. ВУЗов, Радиотехника, 1999, №5, с.-494-500.

55. Кейпон Дж., Гудмен Н. Распределение вероятности оценок пространственно-временного спектра. // ТИИЭР. - 1970. - т.58. - №11.-с.82-84.

56. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. Дополнительные главы. - М.: Наука, 1986.- 800 с.

57. Леховицкий Д.И., Петров И.Г. Особенности пространственного разрешения- обнаружения совокупности отраженных сигналов на фоне активных шумовых помех. //ЦИВТИ.- 1987.- № А2301.- 45 с.1988, с.75-91.

58. Леховицкий Д.И., Атаманский Д.В., Джус В.В.. Эффективность комбинированной пеленгации точечных источников шумовых излучений на основе методов линейного предсказания. // Збірник наукових праць ХВУ.-Вип. 3(41) - Х.: ХВУ.- 2002.-С. 95-99.

59. Леховицкий Д.И., Атаманский Д.В., Джус В.В.. Влияние неидентичности каналов приема на эффективность систем комбинированной пеленгации точечных источников шумовых излучений. // Збірник наукових праць ХВУ.- Вип. 3(46) - Х.: ХВУ.-2003.-С. 53-59.

60. Леховицкий Д.И., Атаманский Д.В., Джус В.В., Мысик Ф.Ф.. Сравнение разрешающей способности комбинированных пеленгаторов различного типа в приемных системах с неидентичными каналами // Антенны.-Вип. 12(79) - Радиотехника.-2003.-С. 9-15.

61. Леховицький Д.І., Атаманський Д.В., Джус В.В. Порівняння роздільної здатності комбінованих пеленгаторів різного типу. // III Наукова конференція молодих вчених 12-13 листопада 2003 р., м. Харків. Тези доповідей.- С.90
62. D.I. Lekhovitsky D.V. Atamansky V.V. Djus, N.A.Staheev. Combined direction finders of noise radiation sources based on adaptive lattice filters.// IVth International Conference on Antenna Theory and Techniques Volume 1, 9 - 12 September 2003 Sevastopol, Ukraine.- P.94.
63. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. - М. Сов. радио, 1971.
64. Леховицький Д.І. Адаптивні решітчасті фільтри. Частина I. Теорія решітчастих структур II. / Д.І. Леховицький, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.В. Атаманський // Прикладна радіоелектроніка. — 2011. — т. 10, № 4 — С. 381–404.
65. Леховицький Д.І., Адаптивні решітчасті фільтри. Част. II. Алгоритми налаштування АРФ / Д.І. Леховицький, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.В. Атаманський // Прикладна радіоелектроніка. — 2011. — т. 10, № 4 — С. 405–418.
66. Крамер Г. Математические методы статистики. – М.: Мир, 1976.
67. Заключний звіт про науково-технічну роботу за договором ДЗ/212-2015 від 04 грудня 2015 р. «Розроблення адаптивних систем захисту радіолокаторів різного призначення від завад».— Харків. — ХНУРЕ. — 2016. — 244 с.
68. Толковый словарь по вычислительным системам / Dictionary of Computing / Под ред. В. Иллинуорта и др.: Пер. с англ. А. К. Белоцкого и др.; Под ред. Е. К. Масловского. — М.: Машиностроение, 1990. — 560 с. — 70 000 (доп.) экз. — ISBN 5-217-00617-X (СССР), ISBN 0-19-853913-4 (Великобритания).
69. ГОСТ 19781—90. ЕСПД. Термины и определения.
70. Reed I.S. Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays / I.S. Reed, J.D. Mallett and L.E. Brennan. // IEEE Transactions on Aerospace Electronic System. — November 1974. — Vol. AES-10. — PP. 853–863.
71. Рябуха В.П. Адаптивні системи захисту РЛС від шумових поєм. 1. Кореляційні автокомпенсатори на основі стохастических градієнтних алгоритмів адаптації – Х.: Прикладна радіоелектроніка. — 2016. — т. 15, № 1 — С. 11–25.

72. Рябуха В.П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 2. Квазинытоновские корреляционные автокомпенсаторы. Адаптивные решетчатые фильтры. — Х.: Прикладная радиоэлектроника. — 2016. — т. 15, № 2 — С. 88–99.

73. Фаддеев Д.К. Вычислительные методы линейной алгебры, изд. 2-е / Д.К. Фаддеев, В.Н. Фаддеева. — М.–Л.: Физматгиз, 1963. — 655 с.

74. Воеводин В.В. Матрицы и вычисления / В.В. Воеводин, Ю.А. Кузнецов. — М.: Наука, 1984. — 320 с.

75. Robert A. Monzingo. Introduction to Adaptive Arrays / Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller; 2nd Edition — SciTech Publishing. — Inc. Raleigh. — NC 27615. — 2011. — 686 pp.

76. Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха / Ю.И. Абрамович // Радиотехника и электроника. — 1981. — т. 26, №3. — С. 543–551.

77. Abramovich Y. Time-varying autoregressive (TVAR) models for multiple radar observations / Y. Abramovich, N. Spencer, and M. Turley // IEEE Trans. Sig. Proc. — Apr. 2007. — Vol. 55, No. 4. — PP. 1298–1311.

78. Abramovich Y. Band-inverse (TVAR) covariance matrix estimation for adaptive detection. / Y. Abramovich, N. Spencer, and B.A. Johnson // IEEE Trans. Aero. Elect. Sys. — submitted 11 Dec 2006 + 15, Aug 2007, accepted 24 Sep 2008.

79. Абрамович Ю.И. Анализ эффективности адаптивной максимизации отношения сигнал/помеха, использующей обращение оценки корреляционной матрицы / Ю.И. Абрамович, А.И. Неврев // Радиотехника и электроника. — 1981. — т. 26, № 12. — С. 2558–2566.

80. Черемисин О.П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы / О.П. Черемисин // Радиотехника и электроника. — 1982. — т.27, №10. — С. 1933–1942.

81. Abramovich Y.I. A Modified GLRT and AMF Framework for Diagonally Loaded and Fast Maximum-Likelihood Adaptive Detectors / Y.I. Abramovich, Nicolas K. Spenser, Alexei Y. Gorokhov // IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Systems. — July, 2007.— Vol. 43, № 3. — PP. 1017—1051.

82. Lekhovytskyi D.I. Estimation of the Energy Spectrums of Reflections in Pulse Doppler Weather Radars. Part 1. Modifications of the Spectral Estimation Algorithms / D.I. Lekhovytskyi, D.V. Atamanskiy, D.S. Rachkov, A.V. Semeniaka // *Radioelectronics and Communications Systems*. — 2015. — Vol. 58, №12. — P. 523–550.

83. Lekhovytskyi D.I. Estimation of the energy spectrums of reflections in pulse Doppler weather radars. Part 2. Extreme performance / D.I. Lekhovytskyi, D.V. Atamanskiy, D.S. Rachkov, A.V. Semeniaka // *Radioelectronics and Communications Systems*. — 2016. — Vol. 59, No. 9. — P. 379–396.

84. Леховицкий Д.И. Рекуррентные алгоритмы настройки адаптивных решетчатых фильтров / Д.И. Леховицкий, В.П. Рябуха, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. — 2016. — № 2–3. — С. 26–32.

85. Lekhovytskyi D.I. K-Rank modification of adaptive lattice filter parameters / D.I. Lekhovytskyi, D.S. Rachkov, A.V. Semeniaka // *IEEE International Radar Conference RadarCon-2015: int. conf., 10–15 May 2015, Arlington, USA: proc.* — Arlington, 2015. — P. 127–132.

86. Lekhovytskyi D.I. Improvement of accuracy of meteorological objects velocity unambiguous measurement in Doppler weather radars with staggered pulse repetition times / D.I. Lekhovytskyi, D.V. Atamanskiy, D.S. Rachkov, A.V. Semeniaka // *Radioelectronics and Communications Systems*. — 2015. — Vol. 58. — No. 9. — P. 385–403.

87. Rachkov D.S. Statistical analysis of ground clutter and point targets impact on accuracy of weather echoes parameters estimation / D.S. Rachkov, D.I. Lekhovytskyi, A.V. Semeniaka, V.P. Riabukha // *International Radar Symposium IRS-2015: int. conf., 24–26 June 2015, Dresden, Germany: proc.*— Dresden, 2015. — P. 604–609.

88. Рябуха В.П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 3. Математическая модель системы пространственной обработки сигналов в РЛС с двумерной плоской ФАР – Х.: *Прикладная радиоэлектроника*. — 2016. — т. 15, № 4 — С. 135–149.

89. Патент на корисну модель №112834 «Система захисту основних (інформаційних) каналів від шумових завад» від 26.12.2016, винахідники: Леховицький Д.І.,

Рябуха В.П., Семеняка А.В., Катюшин Є.А., власник – Харківський національний університет радіоелектроніки.

90. Titterton D.H. Strapdown Inertial Navigation Technology / D. H. Titterton, J.L. Weston. Peter Peregrinus Press, London, 2004. – 549 p.

91. Artese G. Calibration of a low cost MEMS INS sensor for an integrated navigation system / G. Artese, A. Trecroci. [Електронний ресурс]. Режим доступу: http://www.isprs.org/proceedings/XXXVII/congress/5_pdf/153.pdf.

92. Мелешко В.В. Бесплатформенные инерциальные навигационные системы. Уч. пособие / В.В. Мелешко, О.И. Нестеренко – Кировоград: Полимед-Сервис, 2011. – 172 с.

93. Lee S-J. Determination of error parameters of strapdown INS sensor unit using the 3-axis motion table / S-J. Lee, A.A. Tunik, J-Ch. Kim // Proceeding of the KSAS Spring Annual Meeting '99 / Korea, 1999. – P. 485-488.

94. IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Linear Single-Axis, Nongyroscopic Accelerometers. Approved 25 September 1998, Reaffirmed 10 December 2008, IEEE-SA Standards Board. – 256 p.

95. Choi K. Calibration of inertial measurement units using pendulum motion / K. Choi, S. Jang, Kim Y. / International Journal of Aeronautical and Space Science. No. 11(3), 2010. – P. 234–239.

96. Ильницькая С.И. Математическая модель погрешностей инерциальных датчиков низкой стоимости / С.И. Ильницькая // Проблеми навігації і управління рухом: всеукр. наук.-практ. конф. молодих учених і студентів, 23-24 листопада 2010 р.: зб. тез. –К.: Холтех, 2010. – С. 29.

97. Харченко В.П. Калібрування акселерометрів для інтегрованої навігаційної системи малого безпілотного літального апарата / В.П. Харченко, В.Б. Ларін, С.І. Ильницька // Системи управління, навігації та зв'язку. – Вип. 1(21). – 2012. – Т. 2. – С. 25–29.

98. Харченко В.П. Калібрування датчиків кутової швидкості для малогабаритної ін-тегрованої навігаційної системи / В.П. Харченко, В.Б. Ларін, С.І. Ильницька, О.В. Куценко // Вісник інженерної академії України. – Вип. 2. – 2012. №2. – С. 30–35.

99. Grewall M.S. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration / M.S. Grewall, L.P. Weill, A.P. Andrews. – A John Wiley & Sons, Inc. Publ., New York, Chichester, Brisbane, Singapore, Toronto. – 2001. – 392 p.

100. W. Premerlani and P. Bizard – Direction Cosine Matrix IMU: Theory. Draft: 5/17/2009 [Електронний ресурс]. Режим доступу: <http://www.21qa.net/upfiles/DCMDraft2.pdf/>

101. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. – 6-е изд. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2008. – 636 с.

102. Луценко В.І., Попов Д.О., Лауш А.Г., Яценко В.О., Жаліло О.О., Діцький І. В., Безсонов Є. А. Визначення орієнтації, координат, взаємного положення та параметрів руху об'єктів у космосі з використанням ГНСС технологій // Космічна наука і технологія. НКА і НАН України. — 2015. — Т. 21, № 2. — С. 40-46.

103. Жалило А.А., Емец А.И., Бессонов Е.А., Дицкий И.В., Занимонский Е.М. Построение и валидация региональной модели полного электронного содержания ионосферы с использованием двухчастотных фазовых наблюдений в сетях перманентных ГНСС-станций // Космічна наука і технологія. НКА і НАН України. — 2015. — Т. 21, № 6 — С. 28–48.

104. Жалило А.А., Бессонов Е.А., Занимонский Е.М. Сезонно-суточная изменчивость ионосферных задержек сигналов ГНСС и эффективность их компенсации с использованием сетевого дифференциального метода // Космічна наука і технологія. НКА і НАН України — 2016. — Т.22, № 3. — С. 60–74.

105. Жалило А.А., Яковченко А.И. Определение параметров траекторий низко-орбитальных космических аппаратов PPP-методом по результатам бортовых GPS-наблюдений // Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник «Радиотехника». — 2016. — № 184 — С. 80-85.

106. Zhalilo A., Yakovchenko A. Development of PPP-method realization for low earth orbit satellite trajectory determination using on-board GPS-observations — Восточно-Европейский журнал передовых технологий (EEJET). — 2016. — Vol. 31, № 9 (83) — PP. 33–40.

107. Жалило А.А.. Реализация PPP-метода определения параметров движения низкоорбитальных спутников по результатам бортовых GPS-наблюдений / А.А. Жалило, А.И. Яковченко// Збірник тез доповідей X Міжнародної науково-технічної конференції «Метрологія та вимірювальна техніка» м. Харків, 5-7 жовтня 2016 р. — С. 71.

108. Дохов А.И, Жалило А.А., Дицкий И.В., Бессонов Е.А., Катюшина Е.В., Лукьянова О.А. Проведение измерений и оценка качества навигационных кинематических GPS-определений в городских условиях // Прикладная радиоэлектроника. — 2016 — Т.15, № 1. — С. 3-10.

109. Прохоров В.П., Прохоров А.В. Принятие решений в системе контроля и анализа параметров движения автотранспорта – Радиоэлектроника и информатика. — 2016 — № 1 (72) — С. 32-38.

110. Патент України на корисну модель № 109634 “Інтегрована навігаційна система автоматизованого контролю дотримання водієм автомобіля правил дорожнього руху» від 25.08.2016, власник: Харківський національний університет радіоелектроніки, винахідники: Дохов О.І., Лук’янов О.М., Катюшина О.В., Лук’янова О.О.

111. Патент України на корисну модель № 111045 «Інтегрована навігаційна система автоматизованого контролю дотримання водієм автомобіля правил дорожнього руху та визначення факту виникнення дорожньо-транспортної пригоди» від 25.10.2016, власник: Харківський національний університет радіоелектроніки, винахідники: Дохов О.І., Лук’янов О.М., Катюшина О.В., Лук’янова О.О.

112. Закон України „Про радіочастотний ресурс України*» від 24.06.2004 р. № 1876-IV із змінами і доповненнями.

113. Слободянюк В.П., Благодарний В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу / Під заг. ред.. П.В. Слободянюка. – Ніжин: ТОВ "Видавництво "Аспект-Поліграф", 2008. – 588 с.: іл..

114. Справочник по радиоконтролю. – Женева, МСЭ, 2002.

115. Регламент радиосвязи. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра.- М.: 2004.

116. Рекомендація ITU-R SM. 1050-2 Tasks of a monitoring service.
117. Рекомендація ITU-R SM.1392-1 Essential requirement for a spectrum monitoring station for developing countries.
118. Recommendation ITU-R SM.1537 Automation and integration of spectrum monitoring systems with automated spectrum management.
119. Калюжный Н.М., Попов А.М., Ковшарь В.А. Информационно-расчетная система и результаты оценивания эффективности функционирования системы радиочастотного мониторинга в полосах частот общего пользования. // Системи обробки інформації. – Х.: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2016. – Вип. 3(140). – С. 57-63.
120. Н. М. Калюжный, А. И. Задонский, В. О. Ковшарь Методический подход к оценке эффективности работы средств радиоконтроля по комплексному решению задач радиочастотного мониторинг // Системи озброєння і військова техніка. Науковий журнал – Х: Харківський Університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2015, Вип. 2(42), С. 99-105.
121. Електронний ресурс <http://armyman.info/stati/18782-radioelektronnaya-razvedka-vooruzhennyh-sil-ukrainy.html>
122. Електронний ресурс https://uk.wikipedia.org/wiki/Радіоелектронна_розвідка
123. Рекомендация МСЭ-R P.525. Расчет ослабления в свободном пространстве. 3 с.
124. Рекомендация МСЭ-R P.526. Распространение радиоволн за счет дифракции. 37 с.
125. Рекомендация МСЭ-R P.1546. Метод прогнозирования для трасс связи "пункта с зоной" для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 3000 МГц–57с.
126. Рекомендация МСЭ-R P.452. Процедура прогнозирования для оценки микроволновых помех между станциями, находящимися на поверхности Земли, на частотах выше приблизительно 0,1 ГГц. 54 с.

127. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учебн. пособие / Под ред. д.т.н., проф. М.А. Быховского. М.: Эко-Трендз, 2006. 376 с.
128. Рекомендация МСЭ-R М.1851. Математические модели диаграмм направленности антенн радиолокационных систем радиоопределения для использования при анализе помех. 17 с.
129. Методика расчета электромагнитной совместимости земных станций фиксированной спутниковой службы и радиорелейных станций фиксированной службы ГГц. ЛОНИИР. -СПб.: 2005.- 142 с.
130. Kalyuzhniy N.M., Chernov A.B., Semenov G.V., Galkin S.A., Kovshar V.A. Ways of calculating the electromaggnetik field intensity for assessment of electromagnetic compatibility of radio-monitoring stations // X Anniversary international conference on antenna theory and techniques ICATT, PROCEEDINGS. - Kharkiv, Ukraine. 2015. - P. 111-113.
131. Рекомендация СЕРТ T/R 25-08. Инструкции, касающиеся кодирования диаграмм направленности антенн для сухопутной подвижной службы. Приложение 6.
132. Kalyuzhniy N.M., Kolesnik V.I., Chernov A.B., Nikolaev I.M. Method of accounting for an-tenna radiation pattern when estimating electromagnetic accecibility and compatibility of wide-band radio monitoring stations // X Anniversary international conference on antenna theory and tech-niques icatt, proceedings.- Kharkiv, Ukraine. 2015. – P. 108-110.
133. Kalyuzhniy N.M., Masalov S.A., Pochanina Y.E. Ultra wideband linearly polarized antannas of vivaldi type for grond penetrating radar // X Anniversary international conference on antenna theory and techniques ICATT, PROCEEDINGS. - Kharkiv, Ukraine, 2015. - P. 228-231.
134. Калюжный Н.М, Чернов А.Б., Николаев И.М., Кипенский А.В. Учёт влияния диаграмм направленности и поляризационных свойств антенн на уровень входных сигналов радиоприёмных устройств средств радиоконтроля.// X., МРФ-2014, Сборник научных трудов, Т.1, С. 261-264.

135. 27 – 512 MHz KATHREIN-Antennas and Antenna Line Products. 188 p.
136. Калюжный Н. М., Дохов А. И., Благодарный В. Г. Информационная технология оценивания электромагнитной доступности и совместимости широкодиапазонных средств радиоконтроля электромагнитно-объектовой обстановки. // Х., МРФ-2014, Сборник научных трудов, Т.1, С. 13-18
137. Процедура прогнозирования для оценки помех между станциями, находящимися на поверхности Земли, на частотах выше приблизительно 0,1 ГГц. "Рекомендация МСЭ-R P.452-15 (09/2013)". 53 с. Женева. МСЭ
138. Рекомендация МСЭ-R SM.337-6 Частотный и территориальный разнос.
139. Калюжный Н. М., Колесник В. И., Хряпкин А. В., Лазарев В. Ю. Оценка электромагнитной доступности излучений группировок РЭС средствами радиоконтроля и их электромагнитной совместимости методами математического моделирования // Х., МРФ-2014, Сборник научных трудов, Т.1, С. 270-273.
140. Н. М. Калюжный, А. В. Хряпкин, И. М. Николаев. Моделирование распознавания летательных аппаратов по излучениям бортовых радиоэлектронных средств коллективом решающих правил // Системи обробки інформації. – Х.: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2016, Вип. 9(146), С. 18-22.
141. Н. М. Калюжный, С. А. Галкин, К. Н. Коржуков, А. В. Хряпкин Результаты реализации в виде программного продукта способа построения зон электромагнитной доступности средств радиоконтроля // Наука і Техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х: Харківський Університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2015, Вип. 2(19) С. 61-64.
142. Н. М. Калюжный, С. А. Галкин, К. Н. Коржуков, А. В. Хряпкин. Математическое моделирование группировки источников радиоизлучения различного назначения для обеспечения ее электромагнитной совместимости со средствами радиомониторинга // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил – Х.: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2015, Вип. 2(43), С. 19-22.

143. Н. М. Калюжный, С. А. Галкин, К. Н. Коржуков, Г. Н. Семенов, А. Б. Чернов. Выбор методов оценивания потерь и разработка программных моделей для оценивания электромагнитной доступности средств радиомониторинга // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Серія: Інформатика і моделювання. – Харків: НТУ «ХПІ», 2015, № 32(1141), С.86-95.

144. Calculation of free-space attenuation ITU-R P.525-2. Geneva: ITU, 1994, 3pp
Volume 2000 – P Series – Part 1

145. Н. М. Калюжный, В. Г. Благодарный Информационная технология территориально-частотно-аппаратного планирования сетей радиочастотного мониторинга // «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи ЭМС-2015», Сборник научных трудов – Харьков, 2015, С. 68-73.

146. Н. М. Калюжный, С. А. Галкин, К. Н. Коржуков, А. В. Хряпкин Результаты реализации способа и алгоритма построения зон электромагнитной доступности и средств радиоконтроля // «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи ЭМС-2015», Сборник научных трудов – Харьков, 2015, С. 68-73.

147. Калюжный Н. М., Задонский О. І., Ковшар В. О. Оценивание эффективности работы разнотипных средств радиоконтроля по ведению радиочастотного мониторинга // Сборник научных трудов 1-ой Международной научно-технической конференции «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи ЭМС-2015» – Харьков 2015, С. 68-71.

148. Калюжный Н.М. Информационная технология территориально-частотно-аппаратного планирования сетей радиочастотного мониторинга // Международная выставка- конференция научно-технических достижений ЭКСПО-2015. Сборник докладов конференции – КНР, Харбин, 2015, С.4-9.

149. Патент України на корисну модель № 66935 від 29.07.2016 комп'ютерна програма «Інформаційно-розрахункова система моделювання і оцінювання можливостей систем радіочастотного моніторингу по територіально-частотному охопту радіоконтролем РЕЗ»; («Радиомониторинг М1») Авторы: Калюжный М. М., Задон-

ський О. І., Колісник В.І., Ковшар В. О., Хряпкін О. В., Галкин С. О., Коржуков К. М.

150. Эндрю Таненбаум. Распределенные системы / Эндрю Таненбаум, Маартен ван Стеен // Изд-во Питер, 2003. – 878 с.

151. Галкин С.А, Коржуков К.Н., Манзюк М.Ю. Разработка методики и алгоритма построения зон радиодоступности для стационарных станций радиоконтроля// Науково періодичне видання - Системи управління, навігації та зв'язку.-2012 Т. 1, №1. С. 151-158.

152. Прохоров А. В., Прохоров В. П., Матюшко А. О. Облачная платформа разработки интеллектуальных систем поддержки принятия решений // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Системний аналіз, управління та інформаційні технології. – Х.: НТУ «ХПІ», 2015, №58 (1167), С.72-76.

153. Прохоров А. В., Прохоров В. П., Матюшко А. О, Кузнецова Ю.А. Управління регіональними ресурсами на основі агентного імітаційного моделювання // Науковий вісник Національного гірничого університету – Дніпропетровськ, 2016, №4, С.107-114.

154. Дохов А. И., Калюжный Н. М. Основные инновационные разработки и направления взаимного сотрудничества Научно-исследовательского центра «Интегрированных информационных радиоэлектронных систем и технологий» ХНУРЭ // Первая Харбинская украинско-китайская конференция по экономическому и научно-техническому сотрудничеству, Справочник шестой Харбинской международной выставки научно-технических достижений – КНР, Харбин, 2016, С.146-147.

155. Н.М. Калюжный, С.А. Галкин, К.Н. Коржуков, А.В. Хряпкин Обоснование структуры автоматизированной системы оценивания электромагнитной совместимости средств радиоконтроля с источниками радиоизлучения различного назначения // Системи обробки інформації. – Х.: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2015, Вип. 5(130), С. 66-69.

156. 698 – 6000 MHz Base Station Antennas, Filters, Combiners and Amplifiers for Mobile Communications Catalogue 2013. 360 p.

157. Никитюк Л.А. Инфокоммуникации – новая парадигма связи. Научные технологии в инфокоммуникациях: обработка и защита информации: коллективная монография. / под редакцией В.М. Безрука, В.В. Баранника. – Х. : Компания СМІТ, 2013. – с. 26 – 36.
158. Гайворонская Г. С. Инфокоммуникации. Научные технологии в инфокоммуникациях: обработка и защита информации: коллективная монография. / под редакцией В.М. Безрука, В.В. Баранника. – Х. : Компания СМІТ, 2013. – с. 7 – 25.
159. Гольдштейн Б.С., Фрейнкман В.А. Call-центры и компьютерная телефония (2-е издание). СПб.: БХВ – Санкт-Петербург, 2006, 368 с.
160. Научные технологии в инфокоммуникациях: Обработка и защита информации: коллективная монография. /под ред. В.М. Безрука, В.В. Баранника.- Харьков: Компания СМІТ.2013. – 398 с.
161. Безрук В.М., Ємельянов В.В., Кривенко С.А. Інформаційні мережі зв'язку Ч.3. Мережі мобільного зв'язку: навчальний посібник. - Харків: ХНУРЕ, 2011.- 420 с.
162. Безрук В.М., Корольов В.М., Золотарьов В.А., Боцман П.Д., Костромицький А.І., Астраханцев А.О., Капуста С.О. Інформаційні мережі зв'язку Ч.4. Технології надання інформаційних послуг: навчальний посібник. - Харків: ХНУРЕ, 2011.- 424 с.
163. Bezruk V., Skorik Y. Multi-Criteria Choice of the Preferred Type of Mobile Phone by the Analytic Hierarchy Process. Second International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T' 2015) Conference Proceedings. October 13-15, 2015, Kharkiv, Ukraine p.108-109.
164. Безрук В.М. Выбор оптимальных средств телекоммуникаций на основе многокритериального подхода. First International Conference “Advanced Information and Communication Technologies”.AICT-2015. October 29-November 1, LVIV, Ukraine. P.185-187.
165. Barannik V.V., Kharchenko N., Tverdokhlebo V.V. Improved Method of Dynamic Bit Rate Control of Video Stream. First International Conference “Advanced In-

formation and Communication Technologies”.AICT-2015. October 29-November 1, LVIV, Ukraine. p.87-89.

166. Бараннік В.В., Підлісний С.А. Обґрунтування підходу щодо створення технології кіберзахисту відеоінформаційного ресурсу в інфокомунікаційному просторі дії кібератаки на відеоінформаційний ресурс в інформаційно-телекомунікаційних мережах/ // Радіоелектроніка та інформатика. 2015. №3. С.62-66.

167. Бараннік В.В., Підлісний С.А.. Аналіз дії кібератак на відео інформаційний ресурс в інформаційно-телекомунікаційних мережах [Текст] // АСУ та прилади автоматики: науково-технічний збірник. – Вип. 164. – Х .: ХНУРЕ. – 2014. – С. 16-22.

168. Баранник В.В. Кодирование трансформированных изображений в инфокоммуникационных системах [Текст] / В.В. Баранник, В.П. Поляков. Х.: ХУПС, 2010. 212 с.

169. Баранник В.В. Метод сжатия изображений на основе неравновесного позиционного кодирования битовых плоскостей [Текст] /В.В. Баранник, Н.К. Гулак, Н.А.Королева //Радіоелектронні і комп'ютерні системи. Х.: ХНАУ “ХАІ”, 2009. Вип. 1. С. 55– 61.

170. Баранник В.В. Метод повышения информационной безопасности в системах видеомониторинга кризисных ситуаций / В.В. Баранник, Ю.Н. Рябуха, О.С. Кулица // Монография. – Черкасы, 2015. – 143 с.

171. Баранник В.В., Шульгин С.С. Модель оценки информативности слота Р-кадров на основе выявления структурно-градиентных межтрансформантных ограничений. // АСУ и приборы автоматики. - №172. - 2016. - С. 12 -21.