

УДК 621.396.934, 621.396.933:527.8, 621.391
КП
№ держреєстрації 0113U00360
Инв.№

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України
Харківський Національний університет радіоелектроніки
(ХНУРЕ)

61166, м. Харків, проспект Леніна, 14
тел. /факс: (057) 702 10 13

ЗАТВЕРДЖУЮ

проректор з наукової роботи,
д. ф.-м.н., проф.

_____ М.І.Сліпченко
2014 р.

З В І Т

ПРО НАУКОВО-ДОСЛІДНУ РОБОТУ

«Розроблення систем та технологій спостереження, навігації та
радіомоніторингу рухомих об'єктів та зв'язку з підвищеною ефективністю»

(тема № 276)

(заключний)

Керівник НДР
доктор техн. наук
професор

Д.І. Леховицький

2015

Рукопис завершено

2014 р.

Результати роботи розглянуті науково методичною радою ХНУРЕ,
протокол № _____ від _____ .2014 р.

СПИСОК АВТОРІВ

Головний науковий співробітник, доктор технічних наук, професор	Д.І. Леховицький (п. 1.1 – 1.6)
Головний науковий співробітник, доктор технічних наук, професор	Я.С. Шифрін (п. 1.7)
Провідний науковий співробітник, кандидат технічних наук, доцент	В.П. Рябуха (п. 1.1 – 1.6)
Провідний науковий співробітник, кандидат технічних наук, старший науковий співробітник	В.І. Зарицький (п. 1.1 – 1.3)
Старший науковий співробітник, кандидат технічних наук, Молодший науковий співробітник	Н.Г.Максимова (п. 1.7) Д.С. Рачков (п. 1.1 – 1.6)
Молодший науковий співробітник	А.В. Семеняка (п. 1.1 – 1.6)
Молодший науковий співробітник	Є.А. Катюшин (п. 1.1 – 1.6)
Старший науковий співробітник	О. М. Лук'янов (пп 2.7, 2.8, 2.11)
Старший науковий співробітник	О. В. Катюшина (пп 2.5, 2.6, 2.10)
Науковий співробітник	О. О. Лук'янова (пп 2.1, 2.3, 2.9)
Науковий співробітник	М. М. Галевич (пп 2.2, 2.4)
Науковий керівник ПНДЛ РМОПТІ кандидат технічних наук, старший науковий співробітник	М.М. Калюжний (р. 3.1, 3.2, висновки)
Старший науковий співробітник	В.І. Колісник (р 3.1.4, 3.1.5)
Заступник проректора з наукової роботи кандидат технічних наук, професор	О.І. Дохов (р. 3.1.1.)
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук,	І.М. Ніколаєв (р. 3.1.1)

старший науковий співробітник

Доцент кафедри НТУ ХПІ
кандидат технічних наук

С.О. Галкін
(р. 3.1.3, 3.1.5)

Провідний науковий співробітник
кандидат технічних наук,
старший науковий співробітник

О.І. Задонський
(р. 3.1.1, 3.1.2)

Провідний науковий співробітник
кандидат технічних наук

А.Б. Чернов
(р. 3.1.2, 3.2)

Старший викладач каф.
«Системотехніки» кандидат технічних
наук,

О.В. Хряпкін
(р. 3.1.4, 3.2)

Молодший науковий співробітник

В.О. Ковшар
(р. 3.1.3, 3.2)

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

В.М. Безрук
(пп 4.1, 4.2,
4.7 – 4.10)

Проф., доктор технічних наук

В.В. Бараннік
(пп 4.3 – 4.5)

Асистент, канд. техн. наук

В.О. Власова
(п 4.6)

Асистент

Ю.В. Скорик
(пп 4.8)

Старший науковий співробітник,
канд. техн. наук

М.І. Кочкін
(п 4.9)

Старший науковий співробітник

С.Л. Сирцов
(п 4.9)

Старший науковий співробітник

В.О. Ляховець
(п 4.9)

Аспірант

А.О. Красноручський
(п 4.3)

Аспірант

Н.А. Харченко
(п 4.4)

Аспірант

Д.І. Комолов
(п 4.5)

Студент

К.Р. Гальченко
(п 4.7)

РЕФЕРАТ

Звіт НДР: 377 с., 110 рис., 47 табл., 170 джерел.

Об'єкт дослідження (розробки): складові підсистем спостереження, навігації, радіомоніторингу та зв'язку інтегрованої інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами;

Мета дослідження: теоретичне та експериментальне обґрунтування науково-технічних рішень, спрямованих на розробку систем і технологій спостереження, навігації та радіомоніторингу рухомих об'єктів з підвищеною ефективністю;

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

У звіті наведені такі результати:

– обґрунтована кількість, місцезосташування й структура компенсаційних каналів, алгоритми й пристрої адаптивної обробки з підвищеною ефективністю для захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад, математична модель адаптивної просторової обробки сигналів на тлі завад у РЛС із двомірною плоскою ФАР, результати математичного моделювання алгоритмів і пристроїв адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад, рекомендації щодо побудови системи адаптивної просторової обробки з підвищеною ефективністю для захисту від завад РЛС із двомірною ФАР.

– Експериментально оцінена точність фазових вимірювань навігаторів і точність навігаційних визначень, досяжна при їх використанні; описані методи і алгоритми попередньої та мережної обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів; експериментально досліджена ефективність розроблених методів та алгоритмів з використанням створеного на їх основі дослідницького програмного забезпечення та реальної вимірювальної інформації навігатора.

– Обґрунтована доцільність імітаційно-математичного моделювання складної динамічної радіоелектронно-об'єктової обстановки (РЕОО) в заданому регіоні і активно-пасивних систем її моніторингу (АПСМ) шляхом обробки координатної та

сигнальної інформації про радіовипромінюючі об'єкти і їх РЕЗ, розроблені алфавіти класів об'єктів повітряного, наземного та надводного базування і їх радіолокаційного та радіозв'язкового обладнання, обґрунтовані склад, способи дислокації, типи та технічні характеристики активних (радіолокаційних) та пасивних (радіо та радіотехнічних) засобів моніторингу РЕОО і розроблено методику розрахунку зон їх спостереження з урахуванням характеристик антенно-фідерних систем, передавально-приймальних трактів, умов розповсюдження радіохвиль, рельєфу та забудови місцевості, обґрунтовані математичні моделі імітації сценаріїв РЕОО і конфігурації АПСМ, розроблені структури і складу баз даних об'єктів, РЕЗ, ознак випромінювань та сигналів, засобів моніторингу РЕОО з їх технічними характеристиками, наведені результати розробки програмного комплексу і імітаційно-математичного моделювання довільної РЕОО і обліку підсистем радіочастотного моніторингу в конкретних регіонах України.

– Розроблені ефективні прикладні технології обробки інформаційних відеопотоків в системах мобільного зв'язку: стиснення трансформованих сегментів зображень на основі реверсного позиційного кодування; управління бітової швидкістю роботи кодера при компресії відеопослідовності; методологія селективного захисту відеопотоку по базовим кадрам в інфокомунікаціях. Розроблені: технологія і комп'ютерна UML-модель для дослідження процесу ініціалізації при позиціонуванні об'єктів в бездротових сенсорних мережах; структура та програмне забезпечення системи стеження за рухомими об'єктами з автентифікацією, що базується на супутникової системі GPS та опорної мережі мобільного зв'язку GSM; на основі комп'ютерної технології обробки інформаційних потоків апаратно-програмний комплекс архівації і інформування по каналам мобільного зв'язку. GSM.

КОРЕЛЯЦІЙНИЙ АВТОКОМПЕНСАТОР, ОЦІНКА МАКСИМАЛЬНОЇ ПРАВДОПОДІБНОСТІ, СТРИЧКОВО-ДІАГОНАЛЬНА РЕГУЛЯРИЗАЦІЯ, ШВИДКОДІЯ, КОРЕЛЯЦІЙНА МАТРИЦЯ, АДАПТИВНИЙ РЕШІТЧАСТИЙ ФІЛЬТР, ГЛОБАЛЬНА НАВІГАЦІЙНА СУПУТНИКОВА СИСТЕМА, МЕРЕЖНА ОБРОБКА, ОДНОЧАСТОТНІ ФАЗОВІ НАВІГАЦІЙНІ ВИМІРЮВАННЯ, ОЦІНКА

ТОЧНОСТІ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РУХУ, ОЦІНКА ТОЧНОСТІ
ВИМІРЮВАНЬ НАВІГАТОРІВ, РОЗКРИТТЯ ФАЗОВИХ НЕВИЗНАЧЕНОСТЕЙ,
РАДІОЕЛЕКТРОННО-ОБ'ЄКТОВА ОБСТАНОВКА, ОБ'ЄКТИ,
РАДІОЕЛЕКТРОННІ ЗАСОБИ, РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ, АЛФАВІТ КЛАСІВ,
РОБОЧИЙ СЛОВНИК ОЗНАК, ЗАСОБИ МОНІТОРИНГУ, ЗОНИ
СПОСТЕРЕЖЕННЯ, ІМІТАЦІЙНО-МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ,
ТЕХНОЛОГІЯ, МОБІЛЬНИЙ ЗВ'ЯЗОК, ПОСЛУГА, УПРАВЛІННЯ,
ОПТИМІЗАЦІЯ, МОДЕЛЬ, ІНФОРМАЦІЙНИЙ ПОТІК

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень і термінів.....	13
Вступ.....	22
Розділ 1 Розроблення систем адаптивного захисту радіолокаторів від завад з підвищеною ефективністю.....	25
1.1 Огляд та порівняльний аналіз сучасних методів і алгоритмів адаптивного захисту РЛС із ФАР від завад.....	25
1.1.1 Кореляційний автокомпенсатор шумових перешкод з градієнтним алгоритмом настроювання.....	26
1.1.2 Квazăньютонівський алгоритм адаптації на основі оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці загального виду.....	31
1.1.3 Діагональна регуляризація МП оцінки КМ шумових перешкод у квazăньютонівському алгоритмі адаптації.....	34
1.2 Обґрунтування структури та параметрів компенсаційних каналів для адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад.....	35
1.2.1 Обґрунтування структури та параметрів компенсаційних каналів для адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад при ідентичних приймальних каналах.....	36
1.2.2 Обґрунтування структури та параметрів компенсаційних каналів для адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад при неідентичних приймальних каналах.....	40
1.3 Обґрунтування ефективних адаптивних алгоритмів захисту від завад РЛС із двомірною плоскою ФАР й розроблення пристрою його практичної реалізації.....	41
1.3.1 Обґрунтування стрічково-діагональної регуляризації МП оцінок кореляційної матриці завад для підвищення ефективності адаптивного захисту РЛС.....	41

1.3.2 Пристрій практичної реалізації ефективних адаптивних алгоритмів захисту РЛС від завад на основі «стрічково-діагонального» АРФ.	46
1.4 Розроблення математичної моделі адаптивної просторової обробки сигналів на тлі завад у РЛС із двомірною плоскою ФАР.....	54
1.4.1 Узагальнена структура систем просторової обробки сигналів у РЛС із двовимірною плоскою ФАР.....	55
1.4.2 Початкові сигнали й КМ шумів, випромінювань зовнішніх джерел і відбиттів від точкової цілі.....	63
1.4.3 Трансформація початкових сигналів і їх КМ у блоках зважування й формування модулів.....	68
1.4.4 Трансформація сигналів і їх КМ у ДТС і блоках узгодженої фільтрації.....	70
1.5 Математичне моделювання алгоритмів й пристроїв адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад та їх порівняльний аналіз.....	72
1.5.1 Математичне моделювання кореляційного автокомпенсатора шумових перешкод з градієнтним алгоритмом настроювання.....	73
1.5.2 Математичне моделювання квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі МП оцінки КМ ШП загального виду.....	74
1.5.3 Математичне моделювання квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі регуляризованої МП оцінки КМ ШП загального виду.....	76
1.5.4 Математичне моделювання адаптивної системи просторової обробки сигналів на фоні ШП на основі АРФ.....	77
1.6 Розроблення рекомендацій щодо побудови системи адаптивної просторової обробки з підвищеною ефективністю для захисту від завад РЛС із двомірною плоскою ФАР.....	80
1.7. Розвиток засад загальної статистичної теорії антен.....	83

1.8 Підсумкові результати комплексного дослідження по статистиці поля антени з круглою апертурою «Кореляційні характеристики поля антени з круглою апертурою, сфокусованої в зону Френеля при наявності фазових помилок поля в апертурі»	83
1.8.1. Початкові співвідношення.....	83
1.8.2. Кореляція флуктуацій комплексного поля.....	87
1.8.3 Кореляція амплітуд і фаз поля.....	95
Додаток П1 Обчислювання функцій $T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)$	103
П1.1 Загальні вирази	103
П1.2 Асимптотичні вирази для $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ при $c \ll 1$ і $c \gg 1$	104
П1.3 Асимптотичні вирази для $T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \zeta_1)$ при $c \ll 1$ и $c \gg 1$	107
Додаток П2 Обчислення функцій $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ і $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ при $\alpha \gg 1$	108
Розділ 2 Розроблення та дослідження технології високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань сигналів супутникових навігаційних систем.....	110
2.1 Аналіз форматів представлення вимірювальної інформації навігаторами різних виробників.....	110
2.2 Розроблення дослідницького програмного забезпечення для отримання вимірювальної інформації навігаторів у реальному масштабі часу.....	114
2.3 Проведення експериментальної оцінки точності фазових вимірювань навігаторів.....	116
2.4 Розроблення алгоритмів та дослідницького ПЗ попередньої обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів.....	123
2.5 Розроблення технології, алгоритмів та дослідницького ПЗ мережної обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів.....	128
2.5.1 Вихідні дані.....	128
2.5.2 Постановка задачі.....	129

2.5.3 Загальний підхід до розв'язання задачі визначення координат рухомих споживачів на основі одночастотних фазових навігаційних вимірів.....	132
2.5.4 Алгоритм розкриття фазових невизначеностей.....	133
2.5.5 Розв'язання навігаційної задачі.....	136
2.6 Проведення апріорної оцінки точності визначення параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань навігаторів.....	138
2.6.1 Алгоритм апріорної оцінки точності визначення параметрів руху	138
2.6.2 Результати застосування алгоритму апріорної оцінки точності визначення параметрів руху.....	143
2.7 Розроблення методики проведення експериментальних досліджень методів і алгоритмів високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань навігаторів.....	150
2.8 Організація і проведення робіт з накопичення вимірювальної інформації для проведення досліджень.....	152
2.9 Аналіз якості зареєстрованої інформації та її попередня обробка.....	157
2.10 Проведення мережної обробки фазових вимірювань навігаторів.....	161
2.11 Аналіз ефективності технології високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань навігаторів для аналізу ДТП і контролю дотримання правил дорожнього руху.....	169
Розділ 3 Розроблення технології імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні і інтегрованих активно-пасивних систем спостереження за рухомими об'єктами.....	171
3.1 Розроблення методів, процедур і алгоритмів імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні і інтегрованих систем моніторингу рухомих об'єктів.....	171

3.1.1 Обґрунтування вихідних даних з алфавітів класів рухомих об'єктів, типів радіоелектронних засобів та їх радіовипромінювань, що підлягають моделюванню.....	171
3.1.2 Обґрунтування вихідних даних зі складу, дислокації, типів та технічних характеристик активних (радіолокаційних) і пасивних (радіо та радіотехнічних) засобів спостереження за рухомими об'єктами.....	210
3.1.3 Розробка методики розрахунку зон ЕМД засобів радіочастотного моніторингу із заданими характеристиками їх антенно-фідерних систем і приймальних трактів на основі рекомендацій МСЕ з поширення радіохвиль.....	223
3.1.4 Обґрунтування складу даних і алгоритмів для реалізації в системі інформаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки і інтегрованої активно-пасивної системи спостереження за рухомими об'єктами.....	231
3.1.5 Розробка структури і складу баз даних рухомих об'єктів, радіоелектронних засобів, ознак випромінювань та сигналів, активних і пасивних засобів спостереження за рухомими об'єктами та їх технічних характеристик.....	251
3.2 Розроблення програмного комплексу імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні і інтегрованих інформаційних систем моніторингу рухомих об'єктів.....	274
Розділ 4 Технології створення інтегрованих інформаційних систем на основі мереж цифрового мобільного зв'язку.....	296
4.1 Вступ.....	296
4.2 Принципи побудови та послуги універсальних мереж NGN.....	297
4.2.1 Аналіз архітектури мультисервісних мереж мобільного зв'язку NGN.....	297
4.2.2 Базова архітектура мультисервісної NGN.	300

4.3 Розробка методу стиснення трансформованих сегментів зображень на основі реверсного позиційного структурно-вагового кодування.....	301
4.4 Розробка методу контролю біттової швидкості при компресії відеопослідовності в інтегрованих мережах мобільного зв'язку.....	308
4.5 Методологія селективного захисту відеопотоку з базових кадрів в інфокомунікаціях.....	315
4.6 Розробка і дослідження технології ініціалізації при позиціюванні об'єктів в бездротових сенсорних мережах.....	319
4.6.1 Аналіз архітектури бездротових сенсорних мереж.....	319
4.6.2 Розробка методу ініціалізації сенсорної мережі.....	321
4.6.3 Розробка моделі та дослідження процесу позиціювання.....	325
4.7 Розробка технології та системи спостереження за рухомими об'єктами на основі мереж мобільного зв'язку GSM.....	326
4.7.1 Аналіз систем визначення місцеположення рухомих об'єктів.....	326
4.7.2 Розробка структури системи спостереження за об'єктами на основі радіомереж з аутентифікацією.....	328
4.7.3 Розробка програмного комплексу для системи спостереження за об'єктами на основі радіомереж з аутентифікацією.....	330
4.8 Багатокритеріальна оптимізація при виборі мовних кодеків в мережах мобільного зв'язку.....	332
4.9 Апаратно-програмний комплекс архівування та інформування по каналах мобільного зв'язку GSM.....	337
Висновки.....	344
Додатки	353
Перелік посилань.....	357

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

АІР	—	артилерійська інструментальна розвідка
АК	—	автокомпенсатор
АПД	—	апаратура передачі даних
АР	—	антенна решітка
АРФ	—	адаптивний решітчастий фільтр
АС	—	автосупроводження
АСРМ	—	автоматизовані системи радіомоніторингу
АСУ	—	автоматизована система управління
АЦП	—	аналого-цифровий перетворювач
БД	—	база даних
БРЛВ	—	бортовий радіолокаційний відповідач
БРЛЗ	—	бортовий радіолокаційний запрошувач
БРЛС	—	бортова радіолокаційна станція
БС	—	Базова Станція
БСМ	—	Бездротова сенсорна мережа
БСС	—	берегова система спостереження ВМФ
БТВ	—	багатоцільовий тактичний винищувач
БФ РЛС	—	багатофункціональна РЛС
В ППО	—	винищувач протиповітряної оборони
ВАКР	—	важкий авіаносний крейсер
ВАРКР	—	важкий атомний ракетний крейсер
ВБ	—	винищувач - бомбардувальник
ВДК	—	великий десантний корабель
ВП	—	випромінюючий пристрій
ВП	—	відношення правдоподібності

ВПК	—	великий протичовновий корабель
ВПС	—	військово-повітряні сили
ВПЦ	—	виявлення повітряних цілей
ВПШ	—	відношення перешкода/шум
ВСПШ	—	відношення сигнал/(перешкода + шум)
ВТ	—	вертольот
ВТЛ	—	військово-транспортний (вантажний) літак
ВТР	—	військовий транспорт
ВСШ	—	відношення сигнал/шум
ВЧ	—	високі частоти (радіочастоти)
ВЧП	—	висока частота повторення імпульсів
ГП	—	Глобальна інформаційна інфраструктура
ГК	—	гелікоптер
ГС	—	госпітальне судно
ДВШЗ	—	доплерівська РЛС вимірювання швидкості та знесення ЛА
Дисп. РЛС	—	РЛС УВД в районі аеродромів
ДПЛА	—	дистанційно-пілотований літальний апарат
ДРВ	—	джерело радіовипромінювання
ДРЛВУ	—	дальнє радіолокаційне виявлення і управління
ДС	—	діаграма спрямованості
ДСА	—	діаграма спрямованості антени
ДТП	—	Дорожньо-транспортна пригода
ДТС	—	діаграмотвірна схема
ДШП	—	джерело шумових перешкод
ЕМ	—	есмінець
ЕМВС	—	еталонна модель відкритих систем
ЕМД	—	електромагнітна доступність
ЕМС	—	електромагнітна сумісність

ЕРФ	—	елементарний решітчастий фільтр
ЗКР	—	зенітна керована ракета
ЗПС	—	злітно-посадочна смуга
ЗРЗ	—	засіб радіозв'язку
ЗРЗПД	—	засоби систем радіозв'язку та передачі даних
ЗРК	—	зенітний ракетний комплекс
ЗРМ	—	засіб радіомоніторингу
ЗРТМ	—	засіб радіотехнічного моніторингу
ЗС	—	зондувальний сигнал
ІКО	—	індикатор кругового огляду
ІХ	—	імпульсна характеристика
КАДПП	—	катер десантний на повітряній подушці
КВК	—	командно-вимірювальний комплекс
КДП	—	командно-диспетчерський пункт
КДПП	—	корабель десантний на повітряній подушці
КЗЗ	—	кореляційний зворотній зв'язок
ККП	—	контроль космічного простору
ККФА	—	коефіцієнт кореляції флуктуацій амплітуди
ККФП	—	коефіцієнт кореляції флуктуацій комплексного поля
ККФФ	—	коефіцієнт кореляції флуктуацій фази
КМ	—	кореляційна матриця
КМ	—	кут місця
КМП	—	корпус морської піхоти США
КО	—	космічний об'єкт
КП	—	командний пункт
КППД	—	кінцевий пристрій передачі даних
КР	—	крилата ракета
КРО	—	кероване ракетне озброєння
КСД	—	коефіцієнт спрямованої дії
КХ	—	короткохвильовий

ЛА	—	літальний апарат
ЛВС	—	лінійна випромінююча система
ЛДРЛВ	—	літак дальнього радіолокаційного виявлення і управління
ЛЗ	—	літак-заправник
ЛОМ (ЛКМ)	—	локальна обчислювальна мережа
ЛППД	—	лінійний пристрій передачі даних
ЛР	—	літак-розвідник
Л РЕБ	—	літак радіоелектронної боротьби
ЛЧМ	—	лінійна частотна модуляція
МВС	—	Міністерство внутрішніх справ
МДК	—	малий десантний корабель
МІХ	—	матрична імпульсна характеристика
МНС	—	Міністерство надзвичайних ситуацій
МП оцінка	—	оцінка максимальної правдоподібності
МПК	—	малий протичовновий корабель
МПЛ	—	місцеві повітряні лінії
МРК	—	малий ракетний корабель
МРТВ	—	морський радіотехнічний взвод
МРТР	—	морська радіотехнічна рота
НАНУ	—	Національна академія наук України
НЛЧМ	—	нелінійна частотна модуляція
НРЗ	—	наземний радіозапрошувач
НРЛВ	—	наземний радіолокаційний відповідач
НЧПІ	—	низька частота повторення імпульсів
ОЗП	—	огляд земної поверхні
ПАК	—	Програмно-алгоритмічний комплекс
ПВУЗР	—	повітряний вузол зв'язку і ретрансляції
ПЗ	—	Програмне забезпечення

ПКО	—	протикорабельна оборона
ПКП	—	повітряний командний пункт
Посад. РЛС	—	РЛС забезпечення посадки
ППН	—	передовий пост наведення
ППО	—	протиповітряна оборона
ПРО	—	протиракетна оборона
ПРЧП	—	перестроювання робочої частоти від імпульсу до імпульсу
ПУ	—	пункт управління
ПЧ	—	підводний човен торпедний з дизель-електричною енергетичною установкою;
ПЧ РК	—	підводний човен з крилатими ракетами і дизель-електричною енергетичною установкою
ПЧА	—	підводний човен багатоцільовий з ядерною енергетичною установкою
ПЧА РК	—	підводний човен з крилатими ракетами і ядерною енергетичною установкою
ПШ	—	палубний штурмовик
РВ	—	радіовисотомір
РВП	—	радіовипромінюючий пристрій
РЕЗ	—	радіоелектронний засіб
РЕО	—	радіоелектронна обстановка
РЕОО	—	радіоелектронно-об'єктова обстановка
РК	—	радіоконтроль
РКА	—	ракетний катер
РКА ПК	—	ракетний катер на підводних крилах
РКП	—	радіоконтрольний пост
РКР	—	ракетний крейсер
РЛВ	—	РЛС вимірювання висоти цілей
РЛД	—	РЛС вимірювання дальності

РЛП	—	радіолокаційна позиція
РЛС	—	радіолокаційна станція
РЛС БО	—	РЛС бокового огляду
РЛС ВКО і БР	—	РЛС визначення космічних об'єктів і балістичних ракет
РЛС ВМВЦ	—	РЛС визначення маловисотних цілей
РЛС ВНВЦ	—	РЛС визначення надводних цілей
РЛС ВНЦ	—	РЛС виявлення надводних цілей
РЛС ВПНЦ	—	РЛС виявлення повітряних і надводних цілей
РЛС ВПЦ	—	РЛС визначення повітряних цілей на великих і середніх висотах
РЛС ВПЦ УПР	—	РЛС визначення повітряних цілей та управління польотом на маршруті
РЛС ДВ	—	РЛС дальнього визначення повітряних цілей
РЛС ЗПМВ	—	РЛС забезпечення польотів на малих висотах
РЛС КВА	—	РЛС керування вогнем артилерії
РЛС КЗ	—	РЛС керування зброєю
РЛС ОЗП	—	РЛС огляду земної поверхні
РЛС ПЦ	—	РЛС підсвічування цілей
РЛС РНРЦ	—	РЛС розвідки наземних рухомих цілей
РЛС СР	—	РЛС супроводження ракети
РЛС СЦ	—	РЛС супроводження цілей
РЛС СЦР	—	РЛС супроводження цілі і ракети
РЛС ТрВ	—	РЛС траєкторних вимірювань випробувальних полігонів
РМ (РЧМ)	—	радіо(частотний) моніторинг
РНС	—	радіонавігаційна система
РПКСП	—	ракетний підводний крейсер стратегічного призначення
РС	—	радіостанція
РФ	—	решітчастий фільтр

РЧР	—	радіочастотний ресурс
СБ	—	стратегічний бомбардувальник
СВ	—	сухопутні війська
СВЧ	—	сверхвисокі частоти
СДК	—	середній десантний корабель
СЗ	—	сигнали зондування
СКР	—	сторожовий корабель
СКП	—	Середньоквадратична похибка
ССЗ	—	супутникова система зв'язку
СРЦ	—	селекція рухомих цілей
СУБД	—	система управління базами даних
СЧПІ	—	середня частота повторення імпульсів
ТА	—	тактична авіація
ТКА	—	торпедний катер
ТКА ПК	—	торпедний катер на підводних крилах
ТТХ	—	тактико-технічна характеристика
ТЩ	—	тральщик
УКХ	—	ультракороткі хвилі
УПР	—	управління повітряним рухом
УФ	—	узгоджений фільтр
УФЛ	—	узагальнена факторизація Левінсона
ФАР	—	фазована антенна решітка
ФКМ	—	фазо-кодova маніпуляція
ФМ	—	фазова маніпуляція
ФПЗ	—	функціональне програмне забезпечення
ХНУРЕ	—	Харківський національний університет радіоелектроніки
ШП	—	шумова перешкода
ЦА		цивільна авіація

ЦКМ	—	цифрова карта місцевості
ЧасРК	—	часовий розподіл каналів
ЧМ	—	частотна маніпуляція
ЧПІ	—	частота повторювання імпульсів
ЧРК	—	частотний розподіл каналів
K_1	—	кореляція флуктуацій комплексного поля
R_1	—	коефіцієнт кореляції флуктуацій комплексного поля
3GPP		Third Generation Partnership Project
ATM		Asynchronous Transfer Mode
E-UTRA		Evolved UTRAN
GPRS		General Packet Radio Service
GPS		Global Positioning System (глобальна система визначення місцеположення)
GSM		Global System for Mobile communication
LTE		Long Term Evolution
NMEA		National Marine Electronics Association
QoS		Quality of Service
RINEX		Receiver Independent Exchange Format (текстовий формат файлів вихідних даних приймачів супутникових навігаційних сигналів)
RTCM		Radio Technical Commission for Services
TAIP		Trimble ASCII протокол Interface
TSIP		Trimble Standard Interface Protocol
UMTS		Universal Mobile Telecommunications System
UTC		Coordinated Universal Time (всесвітній координований час)
CSMACA		Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
RSSI		Received Strength Signal Indication
ToF		Time of Flight
Φ	—	кореляційна матриця
Φ_-	—	кореляційна матриця ШП компенсаційних каналів

Ψ	—	матриця, яка обернена до кореляційної матриці Φ
$\mathbf{H}, \mathbf{N}$	—	"корені" (трикутні матриці розкладання) матриці Ψ
$\hat{\Phi}_{dl}$	—	оцінка діагонально регуляризованої КМ
$\hat{\Psi}_b$	—	оцінка стрічкової матриці, оберненої до КМ
$\hat{\Psi}_{bd}$	—	оцінка стрічково-діагонально регуляризованої матриці, оберненої до КМ
Φ_δ		проектне рішення
$\vec{\beta}$		вектор параметрів
c	—	радіус кореляції у відносних одиницях
E_A	—	амплітуда поля на апертурі
f		частота сигналу
$\mathbf{k}, \mathbf{r}$	—	вагові вектори
K	—	об'єм навчаючої вибірки
μ	—	відношення сигнал/(перешкода + шум)
χ	—	втрати у відношенні сигнал/(перешкода + шум)
r_{dz}	—	відстань до далекої зони
r_f	—	фокусна відстань
ρ_0	—	радіус кореляції фазових флуктуацій
$\succ$	—	відношення строгої переваги
V		критеріальний простір для векторних оцінок

ВСТУП

Сьогодні є нагальна потреба створення державної інтегрованої інформаційної системи 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 розробку систем і технологій спостереження, навігації та радіомоніторингу рухомих об'єктів з підвищеною ефективністю, та складається з чотирьох розділів.

В *першому* розділі «Розроблення систем адаптивного захисту радіолокаторів від завад з підвищеною ефективністю» проводиться огляд сучасних методів і алгоритмів адаптивного захисту РЛС від завад; обґрунтовується структура та параметри компенсаційних каналів для адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від шумових завад; розробляється адаптивний алгоритмів захисту РЛС від шумових завад з підвищеною ефективністю й пристрій його практичної реалізації; розробляється математична модель адаптивної просторової обробки сигналів на тлі завад у РЛС із двомірною плоскою ФАР; проводиться математичне моделювання алгоритмів й пристроїв адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад та їх порівняльний аналіз; розробляються рекомендації щодо побудови системи адаптивної просторової обробки з підвищеною ефективністю для захисту від завад РЛС із двомірною плоскою ФАР; досліджуються кореляційні характеристики поля антени з круглою апертурою, сфокусованою в зону Френеля при наявності в її апертурі фазових помилок поля, в

фокальній площині при рознесенні точок спостереження по азимуту та повздовж фокальної осі антени.

В *другому* розділі «Розроблення та дослідження технології високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань сигналів супутникових навігаційних систем» проводиться експериментальна оцінка точності фазових вимірювань навігаторів і точності навігаційних визначень, досяжної при їх використанні; розробляються методи, алгоритми та дослідницьке програмне забезпечення попередньої та мережної обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів; проводиться експериментальне дослідження розроблених методів та алгоритмів з використанням реальної вимірювальної інформації навігатора.

В *третьому* розділі розглядається створений науково-методичний апарат імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні (координат і траєкторій рухомих об'єктів, їх радіоелектронного обладнання, параметрів і режимів роботи РЕЗ стаціонарних та рухомих об'єктів); обґрунтовується доцільність імітаційно-математичного моделювання складної динамічної радіоелектронно-об'єктової обстановки (РЕОО) в заданому регіоні та її моніторингу шляхом обробки координатної та сигнальної інформації про випромінюючі об'єкти і їх РЕЗ; приводяться результати широкомасштабного інформаційно-аналітичний огляду радіовідбиваючих і радіовипромінюючих об'єктів повітряного, наземного і надводного базування та їх радіоелектронного обладнання; визначаються необхідні для їх розпізнавання структурні і характеристичні ознаки радіовипромінювань; розробляються алфавіти класів об'єктів повітряного, наземного та надводного базування і їх радіолокаційного та радіозв'язкового обладнання; обґрунтовуються склад, способи дислокації, типи та технічні характеристики активних (радіолокаційних) та пасивних (радіо та радіотехнічних) засобів моніторингу РЕОО; приводиться розроблена методика розрахунку зон їх спостереження з урахуванням характеристик антенно-фідерних систем, передавально-приймальних трактів, умов розповсюдження радіохвиль, рельєфу та забудови місцевості; розглядаються розроблені математичні моделі імітації

сценаріїв РЕОО, конфігурації АПСМ; наводиться опис розроблених концептуальних схем баз даних об'єктів, РЕЗ, ознак випромінювань та сигналів і засобів моніторингу РЕОО з їх технічними та точнісними характеристиками; розглядаються результати розробки інформаційної технології імітаційно-математичного моделювання довільної РЕОО та обліку АПСМ у складі бази знань (методів, моделей, методик, алгоритмів), бази даних (ЦКМ, об'єктів та РЕЗ, засобів моніторингу) та функціонального програмного забезпечення, та її реалізації у вигляді програмного комплексу; визначаються функції, виконання яких забезпечує база знань; приводяться загальна структурна схема програмного комплексу і режими його роботи для реалізації визначених функцій; наводяться результати моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в різних регіонах і обліку інтегрованої активно-пасивної системи спостереження за нею.

В *четвертому* розділі “Технології створення інтегрованих інформаційних систем на основі мереж цифрового мобільного зв'язку” розроблюються ефективні прикладні технології обробки інформаційних відеопотоків в системах мобільного зв'язку: стиснення трансформованих сегментів зображень на основі реверсного позиційного кодування, управління бітовою швидкістю роботи кодера при компресії відео послідовності, методологія селективного захисту відеопотоку по базових кадрах в інфокомунікаціях; розроблюється технологія і компю'терна UML-модель для дослідження процесу ініціалізації при позиціонуванні об'єктів в бездротових сенсорних мережах; розроблюється структура та програмне забезпечення системи стеження за рухомими об'єктами з автентифікацією, що базується на супутниковій системі GPS та опорній мережі мобільного зв'язку GSM; на основі компю'терної технології обробки інформаційних потоків розроблюється апаратно-програмний комплекс архівації та інформування по каналам мобільного зв'язку. GSM.

РОЗДІЛ 1 РОЗРОБЛЕННЯ СИСТЕМ АДАПТИВНОГО ЗАХИСТУ РАДІОЛОКАТОРІВ ВІД ЗАВАД З ПІДВИЩЕНОЮ ЕФЕКТИВНІСТЮ

1.1 Огляд та порівняльний аналіз сучасних методів і алгоритмів адаптивного захисту РЛС із ФАР від завад

Сучасні РЛС повинні розв'язувати інформаційні задачі в умовах шумових завад (перешкод) (ШП), що створюються точковими за простором джерелами незалежних неперервних шумових випромінювань (рис. 1.1) [1]. Вони маскують корисні сигнали (рис. 1.2) і утрудняють тим самим добування корисної інформації.

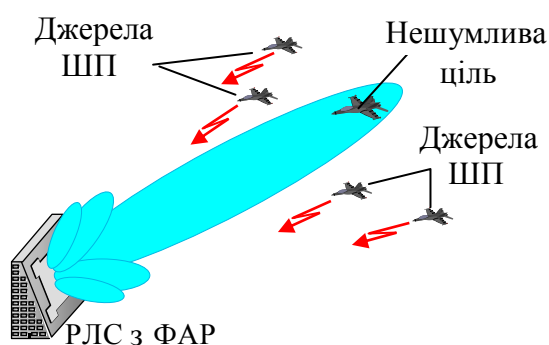


Рисунок 1.1 – Джерела ШП

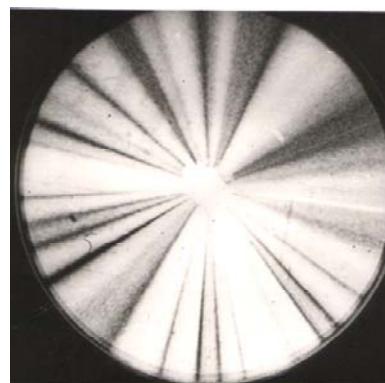


Рисунок 1.2 – Вигляд ІКО
РЛС при дії ШП

В цьому підрозділі будемо для простоти розглядати РЛС з лінійною еквідистантною M – елементною фазованою антенною решіткою (ФАР), а в подальшому – РЛС з плоскою ФАР, що складається з $N \times M$ ($N = M = 100$) випромінювачів, об'єднаних у $N_K \times M_L$ ($N_K = N / K$, $M_L = M / L$) модулів із $K \times L$ суміжних випромінювачів. При цьому будемо припускати, що в зоні дії РЛС перебуває $n \in 1, 4$ джерел шумових перешкод (ДШП), які можуть прикривати "нешумливу" ціль (рис. 1.1).

Шумова перешкода, створювана точковим джерелом з фіксованого кутового напрямку, корельована в різних випромінювачах ФАР. Така міжканальна (просторова) кореляція є основою для просторової компенсації ШП.

Внутрішні шуми $N \times M$ випромінювачів породжені незалежними джерелами й тому взаємно некорельовані.

цього АК як адаптивної системи захисту антени від рівнопотужних шумових випромінювань точкових за кутовими координатами джерел, розташованих у її далекій зоні. Як антенну систему тут будемо використовувати $(M1 + M2)$ – лінійну еквідистантну антенну решітку (АР) (рис. 1.4). При цьому перші $M1$ елементів формують основний канал, а інші $M2$ елементів використовуються як компенсаційні.

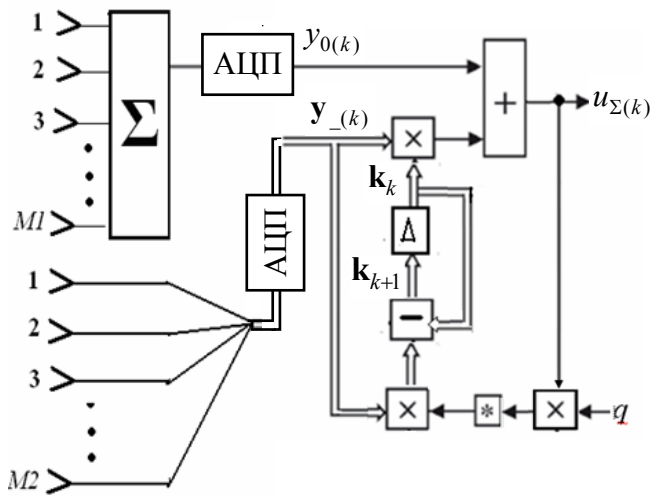


Рисунок 1.4 – Система захисту АР на основі цифрового АК

Просторова кореляційна матриця (КМ) Φ складеного $(M2 + 1)$ – вимірного вектора $\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_0(t) \\ \mathbf{y}_-(t) \end{bmatrix}$ процесів в основ-

ному й допоміжному каналах визначається наступним співвідношенням:

$$\Phi = \{\varphi_{pq}\}_{p,q=1}^{M2+1} = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \mathbf{f}_0^* \\ \mathbf{f}_0 & \Phi_- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M1 \cdot (1 + \eta) & h \cdot \mathbf{f}^*(\mathbf{v}) \cdot \mathbf{X}_2^* \\ h \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \mathbf{f}(\mathbf{v}) & \mathbf{I}_{M2} + h \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \mathbf{X}_2^* \end{bmatrix}, \quad (1.3)$$

де η – відношення потужності випромінювань зовнішніх джерел ШП до потужності власного шуму в основному каналі приймання (ВППШ), $h = \frac{M1 \cdot \eta}{\mathbf{f}^*(\mathbf{v}) \cdot \mathbf{f}(\mathbf{v})}$ – відношення потужності рівнопотужних джерел ШП до потужності шуму в елементах АР, що забезпечує задане значення ВППШ, $\mathbf{f}(\mathbf{v}) = \{\mathbf{f}(\mathbf{v}_i)\}_{i=1}^n$ – вектор значень діаграми спрямованості (ДС) $M1$ – елементної АР у напрямках $\mathbf{v}_i$ ($i \in 1, n$) на n джерел;

$$\Phi_- = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^{M2} = \mathbf{I}_{M2} + h \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \mathbf{X}_2^* \quad (1.4a)$$

– КМ перешкоди від рівнопотужних джерел у $M2$ компенсаційних каналах;

$$\mathbf{X}_2 = \mathbf{X}(M2) \cdot \text{diag} \left\{ e^{-j \cdot \mathbf{v}_i \cdot \frac{M1-1}{2}} \right\}_{i=1}^n; \quad \mathbf{X}(M2) = \{\mathbf{x}_i(M2)\}_{i=1}^n; \quad (1.4b)$$

$$\mathbf{x}_i(M2) = \{e^{-j \cdot \mathbf{v}_i \cdot p}\}_{p=1}^{M2}, \quad \mathbf{v}_i = \frac{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{v}_i}{M1}.$$

Перший діагональний елемент ω_{11} матриці $\Psi = \{\omega_{pq}\}_{p,q=1}^{M2+1} = \Phi^{-1}$, оберненої до

КМ Φ (1.3), визначає мінімально можливу потужність

$$\overline{|u_{\Sigma(k)}|}_{\min}^2 = 1/\omega_{11} \quad (1.5)$$

на виході АК (рис. 1.4) і, тим самим, максимальний коефіцієнт придушення шумової перешкоди

$$kp = kp_{\max} = \varphi_{11} \cdot \omega_{11} = M1 \cdot (1 + \eta) \cdot \omega_{11}, \quad (1.6)$$

де риса зверху – символ статистичного усереднення, $\varphi_{11} = M1 \cdot (1 + \eta)$.

1.1.1.2 Як міру швидкодії цифрового АК будемо використовувати кількість K відліків вхідного процесу, яка потрібна для того, щоб вихідна потужність перевищила мінімально можливу (1.5) не більш, ніж на припустиму величину (звичайно –3 дБ).

Необхідні для рішення цього завдання відліки процесів в основному й допоміжному каналах формуються по співвідношеннях

$$\begin{aligned} y_{0(k)} &= h^{1/2} \cdot \mathbf{f}^*(\mathbf{v}) \cdot \xi_{interf(k)} + \mathbf{E}_{M1}^* \cdot \xi 1_{(k)}, \\ \mathbf{y}_{-(k)} &= h^{1/2} \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \xi_{interf(k)} + \xi 2_{(k)}, \quad k \in 1, K, \end{aligned} \quad (1.7)$$

де

$$\xi_{interf(k)} = \{\xi_{i(k)}^{(int)}\}_{i=1}^n \sim CN(0, \mathbf{I}_n), \quad \xi 1 = \{\xi 1_{i(k)}\}_{i=1}^{M1} \sim CN(0, \mathbf{I}_{M1}), \quad \xi 2 = \{\xi 2_{i(k)}\}_{i=1}^{M1} \sim CN(0, \mathbf{I}_{M2})$$

– гауссівські взаємно незалежні комплексні вектори відповідних розмірів, складені з некорельованих відліків білого шуму в k -й дискретний момент часу; $\mathbf{E}_{M1}^* = \{1, 1, \dots, 1\}$ – $M1$ – вимірний рядок з одиниць.

1.1.1.3 На рис. 1.5 наведені результати моделювання роботи цифрового АК по алгоритму (1.1а), (1.2) у складі схеми рис. 1.4 при ВПШ $\eta = 1000$ (30 дБ).

Горизонтально розташовані рисунки (наприклад, a , ∂ , i) відповідають різному числу n джерел ШП при тому самому значенні коефіцієнта підсилення q в ланцюгах кореляційного зворотного зв'язку (КЗЗ) АК, зазначеному в полі цих рисунків. Вертикально розташовані рисунки (наприклад, a - z) відповідають різним значенням q при тому самому числі й розташуванні n джерел ШП, параметри яких (число n та вектор $\mathbf{v}$ узагальнених кутових координат) зазначені зверху цих рисунків.

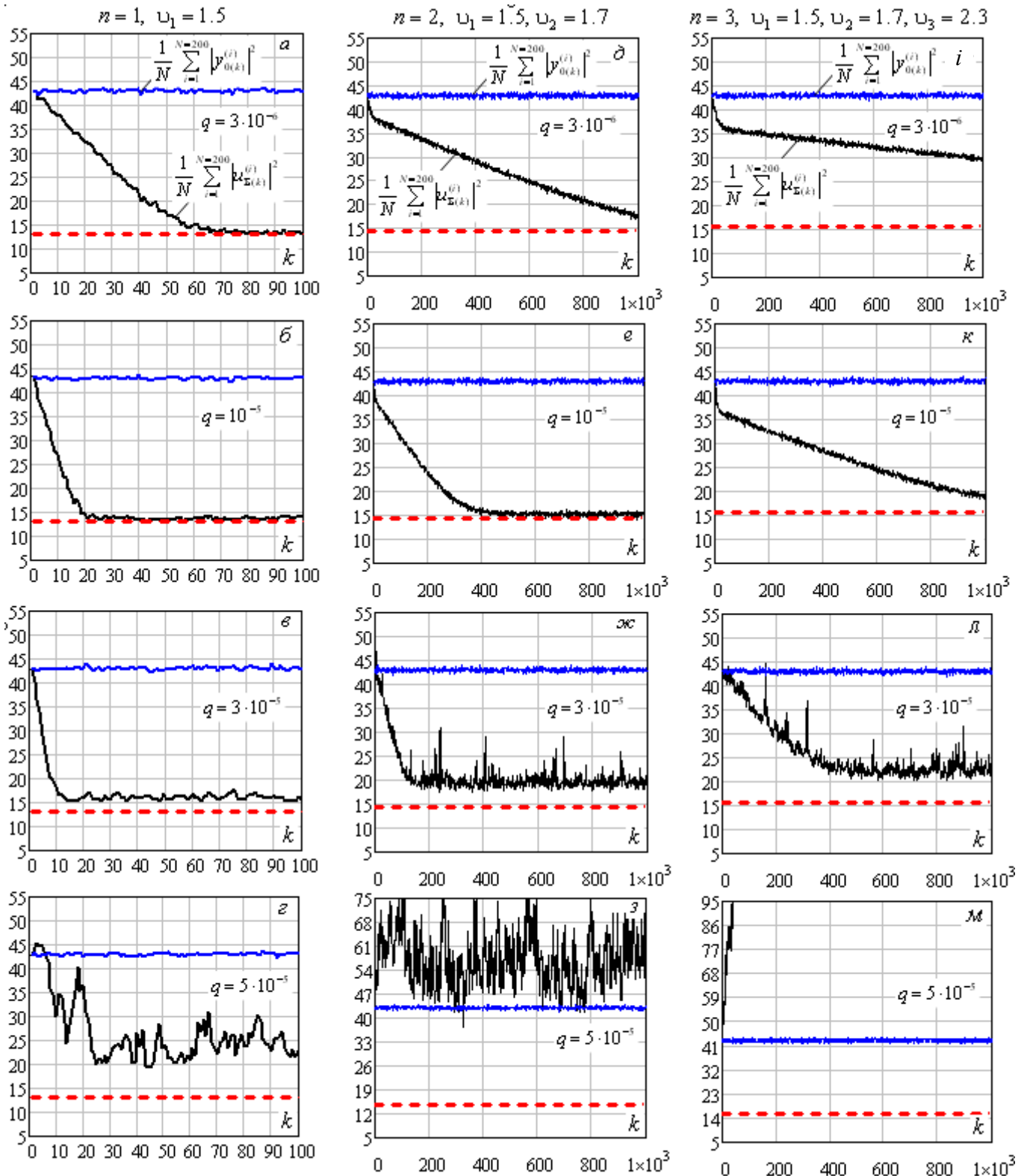


Рисунок 1.5 – Результати моделювання цифрового АК (1.1a), (1.2) в схемі рис. 1.4

На всіх рисунках суцільні криві – усереднені по $N = 200$ реалізаціях значення квадратів модулів $|y_{0(k)}|^2$ і $|u_{\Sigma(k)}|^2$ процесів $y_{0(k)}$ і $u_{\Sigma(k)}$ на вході основного каналу й

виході АК, горизонтальна штрихова пряма – мінімально можливе значення (1.5) потужності процесу на виході АК у відповідній ситуації (усе – у дБ). Наведені результати наочно ілюструють істотні недоліки градієнтного алгоритму (1.1а), (1.2) адаптації цифрового АК (рис. 1.3, 1.4), пов'язані із сильною залежністю його ефективності (швидкодії) від параметрів (кількості й розташування) зовнішніх джерел і коефіцієнта підсилення q ланцюгів КЗЗ (величини кроку градієнтної процедури (1.2)). Зокрема, при $q = 3 \cdot 10^{-6}$ вхід в "зону 3-дБ втрат" при $n = 1$ в середньому забезпечується за $K \approx 50$ відліків (рис. 1.5, а), тоді як при $n = 2$ для цього потрібно приблизно 1000 відліків (рис. 1.5, д), а при $n = 3$ – значно більше 1000 відліків (рис. 1.5, і). Ці цифри можуть відрізнятися як у меншу, так і більшу сторону при зміні кутових координат джерел, однак залежність швидкодії від числа джерел збережеться практично в кожному разі.

Швидкодія може трохи збільшитися з ростом коефіцієнта підсилення q , однак його ріст жорстко обмежений можливістю самозбудження АК. Так, у розглянутому експерименті перехід від $q = 3 \cdot 10^{-6}$ (рис. 1.5, а, д, і) до $q = 10^{-5}$ (рис. 1.5, б, е, к) помітно збільшив швидкодію (для входу в "зону 3-дБ втрат" у цьому випадку треба було $K \approx 15$ відліків при $n = 1$ й близько 300 і 1000 відліків при $n = 2$ й $n = 3$ відповідно), однак ріст значення q до $3 \cdot 10^{-5}$ (рис. 1.5, ж, л, з) при незначному прискоренні процедури адаптації різко збільшив дисперсію флуктуацій вихідного процесу, а вже при $q = 5 \cdot 10^{-5}$ (рис. 1.5, з, м) АК "самозбудився" – потужність вихідного процесу стала істотно вище потужності процесу на його основному вході.

Причини цих недоліків породжені принциповими особливостями градієнтних процедур адаптації й специфікою використаної дискретизації аналогових рівнянь при отриманні співвідношень (1.1), (1.2). Перше обумовлює залежність швидкодії АК від параметрів (інтенсивності, кількості й розташування) зовнішніх джерел, друге – можливу нестійкість його роботи при збільшенні коефіцієнта підсилення q ланцюгів КЗЗ або, що еквівалентно, при росту інтенсивності зовнішніх дій.

1.1.2 Квазіньютонівський алгоритм адаптації на основі оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці загального виду

1.1.2.1 В 1974 р. у статті [2] I.S. Reed, I.D. Mallet і L.E. Brennan запропонували новий для того часу метод адаптації, заснований на використанні оцінки $\hat{\Phi}$ невідомої кореляційної матриці (КМ) Φ вибіркової матриці виду

$$\hat{\Phi} = \{\hat{\varphi}_{ij}\}_{i,j=1}^M = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = K^{-1} \cdot \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \{a_{i,j}\}_{i,j=1}^M = \mathbf{A}_k = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad (1.8)$$

яка для вхідних комплексних нормальних векторів перешкоди, що задовольняють умовам

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \{y_l^{(i)}\}_{l=1}^M \sim CN(0, \Phi), \\ \overline{\mathbf{y}_i} &= 0, \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \Phi, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in 1, K, \end{aligned} \quad (1.9)$$

є оцінкою максимальної правдоподібності (МП оцінкою) КМ загального виду.

Оцінка оберненої матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ використовується в алгоритмі адаптивної просторової обробки сигналу на тлі шумової перешкоди

$$u_{\Sigma} = \mathbf{u}^* \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{u}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}, \quad \hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}. \quad (1.10)$$

Тут u_{Σ} – вихідний ефект пристрою просторової обробки; $\mathbf{u}$ – M – елементний вектор вхідної реалізації; $\mathbf{x}$ – M – елементний вектор очікуваного просторового сигналу; $\hat{\mathbf{r}}$ – оцінка M – елементного вагового вектору.

Як видно з (1.8), МП оцінка КМ загального виду $\hat{\Phi}$ пов'язана з матрицею $\mathbf{A}$ через нормувальну константу $c_k = 1/K$:

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = c_k \cdot \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*.$$

Оскільки константа c_k не впливає на результуюче відношення сигнал/(перешкода + шум), оцінкою $\hat{\Phi}$ КМ загального виду служить випадкова матриця $\mathbf{A}$ (1.8).

Сформована з векторів із властивостями (1.9), вона має комплексний розподіл Уїшарта із щільністю [1, 2]

$$p(\mathbf{A}) = p(\mathbf{A}; \delta, \mathbf{\Phi}) = c(\mathbf{\Phi}) \cdot |\mathbf{A}|^\delta \cdot \exp \{-tr \mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{A}\}, \quad \delta = K - M \geq 0, \quad (1.11a)$$

де $tr \mathbf{D}$ й $|\mathbf{D}|$ – слід і детермінант матриці $\mathbf{D}$;

$$c(\mathbf{\Phi}) = \left(\pi^{M(M-1)/2} \cdot |\mathbf{\Phi}|^K \cdot \prod_{i=1}^M \Gamma(K+1-i) \right)^{-1} \quad (1.11b)$$

– нормувальна константа; $\Gamma(n)$ – гамма-функція, яка для $n \geq 1$ цілого дорівнює $(n-1)!$.

Формулою (1.11) "ощадливо" записана сумісна щільність розподілу

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

M^2 випадкових дійсних величин – M дійсних діагональних і $M \times (M-1)$ реальних і мнимих частин наддіагональних елементів ермітової матриці $\mathbf{A}$ (1.8), повністю її визначальних. Параметрами щільності (1.11a) є "ефективний об'єм вибірки" $\delta \geq 0$ та істинна КМ $\mathbf{\Phi}$ векторів $\mathbf{y}_i$ (1.11a).

1.1.2.2 Адаптація на основі МП оцінки КМ (1.8) принципово відрізняється від адаптації на основі градієнтних процедур (1.1), (1.2) АК. Швидкодія адаптивної обробки на її основі не залежить від ступеня складності заводової обстановки.

Так, для сигналу $\mathbf{x}$ найбільш широко використовується уведений в [2] "енергетичний" критерій швидкодії

$$\chi = \hat{\mu} / \mu \leq 1, \quad (1.12)$$

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

що має зміст нормованого до максимуму вихідного відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) $\hat{\mu}$ адаптивного фільтра з імпульсною характеристикою (ІХ) $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{\Psi}} \cdot \mathbf{x}$. Воно ($\hat{\mu}$) нормовано до максимально можливого значення ВСПШ $\mu = \mathbf{x}^* \cdot \mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{x}$, що забезпечує оптимальний фільтр із ІХ $\mathbf{r} = \mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{x}$ у гіпотетичних умовах точного знання матриці $\mathbf{\Psi}$, і тому не перевершує 1 (0 дБ).

Як показано в [2], при використанні оцінки (1.8) із щільністю (1.11) випадкова величина χ (1.12) має β –розподіл [3]

$$p_\chi(z) = p_\chi(z, K) = \frac{(v+w-1)!}{(v-1)!(w-1)!} z^{v-1} (1-z)^{w-1}, \quad v = v_0 = \delta + 2, \quad w = w_0 = M - 1, \quad (1.13)$$

с параметрами v_0 й w_0 , що залежать тільки від відомих "розмірності завдання" M і ефективного об'єму вибірки $\delta \geq 0$, але не залежать ні від параметрів (кількості, інтенсивності й кутових координат) джерел ШП, ні від структури антенної системи. При заданій кількості M каналів обробки середній рівень втрат $\bar{\chi}$ відносно максимуму визначається тільки об'ємом $K \geq M$ навчаючої вибірки [2]:

$$\bar{\chi} = \bar{\mu} / \mu = v / (v + w) = (\delta + 2) / (K + 1) = (K - M + 2) / (K + 1) < 1 \quad (1.14)$$

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 (1.8) КМ може бути істотно вище, ніж при використанні АК (див. п. 1.5).

Об'єм вибірки K , при якому не перевершують припустимого рівня (звичайно – 3 дБ) втрати ВСПШ (1.12), далі для стислості будемо називати *швидкодією* відповідного алгоритму адаптації.

1.1.2.3 Основний недолік МП оцінки (1.8) полягає в неможливості адаптуватися на її основі до набору навчаючих вибірок об'єму $K \geq M$, а для того, щоб втрати ВСПШ (1.12) не перевищили 3 дБ, потрібні вибірки приблизно вдвічі більшого об'єму ($K \geq 2 \cdot M - 3$). У широкому класі багатоканальних ($M \gg 1$) систем, що працюють у динамічно мінливій перешкодовій обстановці, вибірки із властивостями (1.9) такого об'єму можуть бути практично недоступними, так що ефективну адаптацію на основі цих оцінок можна забезпечити тільки у відносно малоканальних системах обробки й, як наслідок, тільки при малій кількості джерел ШП.

Причина цього недоліку в тім, що ранг оціночної $M \times M$ матриці (1.8) $r_1 = \min\{K, M\}$, так що при об'ємі вибірки $K < M$ ця матриця *вироджена*, обернені до неї матриці й функції, що вимагаються від них, не визначені.

Цей недолік істотно ослаблений або відсутній у розглянутому нижче квазіньютонівському алгоритмі адаптації на основі регуляризованої МП оцінки КМ шумових перешкод. Процедура адаптації на їх основі може починатися вже при $K \geq 1$, а припустимі втрати в ВСПШ (1.12) досягаються при менших об'ємах навчаючої вибірки, чим потрібні при використанні МП оцінок (1.8).

1.1.3 Діагональна регуляризація МП оцінки КМ шумових перешкод у квазіньютонівському алгоритмі адаптації

До теперішнього часу запропоновані різні методи регуляризації – до визначення до додатно визначених МП оціночних КМ, вироджених при згаданому дефіциті навчаючих вибірок. Найбільш відомий і вивчений [1, 4–7] запропонований Ю.І. Абрамовичем метод діагонального "навантаження" (diagonal loading), при якому матриця $\mathbf{A} = \mathbf{A}_k$ в оцінці $\hat{\Phi}$ (1.8) замінена не виродженою (оберненою) матрицею

$$\mathbf{A}_{rk} = \beta_0 \cdot \mathbf{I} + \mathbf{A}_k, \quad \mathbf{A}_k = \sum_{i=1}^k \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad k \in 1, K, \quad \beta_0 > 0, \quad (1.15)$$

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

Додаткова скалярна матриця – регуляризатор $\beta_0 \mathbf{I}$ надає оціночній КМ (1.8) структуру істинних КМ. Вони уведені 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 [8, 9]. Суть принципу EL оцінювання полягає в тому, що як оцінка апіорі невідомої істинної КМ береться не матриця, що максимізує відношення правдоподібності (ВП), а матриця, що наближає його значення до тих, які можна чекати від ВП, породжуваного істинною КМ.

Матриця (1.15) має повний ранг незалежно від об'єму навчаючої вибірки, тому різні функції оберненої матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ (наприклад, $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$), що реалізують процедуру адаптації (1.10), можуть формуватися вже з першої навчаючої вибірки. При відповідному виборі параметра регуляризації β_0 оцінка (1.8) може істотно підвищити швидкодію адаптивної обробки. Як показано в [4–7, 10], на її основі вхід у зону "3 дБ втрат" забезпечується при вибірці об'єму $K = 2 \cdot n$, удвічі більшого числа n зовнішніх джерел ШП, що в реальних умовах $n \ll M$ істотно менше, ніж при адаптації на основі (1.8).

1.2 Обґрунтування структури та параметрів компенсаційних каналів для адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад

Основний (нерегульований) і компенсаційні (регульовані) канали можуть виділятися з елементів або модулів ФАР різними способами. Для їх опису зручно ввести матрицю лінійного перетворення $\mathbf{B}$ вхідних дій. Структура й параметри квадратної $M \times M$ або прямокутної $N \times M$ матриці лінійного перетворення $\mathbf{B}$ визначають вид об'єднання елементів (модулів) ФАР. У цьому випадку перетворені вхідні коливання $\mathbf{u}_B$ й очікуваний сигнал $\mathbf{x}_B$ описуються вектор – стовпцями розміру N або M

$$\mathbf{u}_B = \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}, \quad \mathbf{x}_B = \mathbf{B} \cdot \mathbf{x}, \quad (1.16a)$$

а КМ перетвореного вектора перешкод дорівнює

$$\Phi_B = \mathbf{B} \cdot \Phi \cdot \mathbf{B}^*. \quad (1.16b)$$

При обробці перетворених векторів (1.16a) буде сформована випадкова величина

$$u_{\Sigma B} = (\Psi_B \cdot \mathbf{u}_B)^* \cdot \mathbf{x}_B, \quad \Psi_B = \Phi_B^{-1}. \quad (1.17)$$

Якщо матриця $\mathbf{B}$ є невиродженою квадратною матрицею, то при оптимальній обробці вихідний ефект $u_{\Sigma B}$ (1.17) збіжиться з вихідним ефектом u_{Σ} (1.10) оптимальної схеми без лінійного перетворення (1.16), (1.17):

$$u_{\Sigma B} = (\Psi_B \cdot \mathbf{u}_B)^* \cdot \mathbf{x}_B = \mathbf{u}^* \cdot \mathbf{B}^* \cdot \mathbf{B}^{*-1} \cdot \Psi \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{x} = (\Psi \cdot \mathbf{u})^* \cdot \mathbf{x} = u_{\Sigma}. \quad (1.20)$$

У цьому випадку при виділенні основного й компенсаційного каналів з M модулів АР можуть бути сформовані M просторових каналів приймання, один із яких може використовуватися як основний, а інші $M_{comp} = M - 1$ – як компенсаційні. При відповідній обробці таке виділення може не супроводжуватися енергетичними втратами корисного сигналу. Втрати можуть бути виключені й при деяких прямокутних матрицях перетворення, наприклад, при переході від обробки сигналів випромінювачів ФАР до обробки сигналів сформованих з них модулів.

Проаналізуємо можливість зменшення кількості компенсаційних каналів при забезпеченні невеликих втрат у ВСПШ.

1.2.1 Обґрунтування структури та параметрів компенсаційних каналів для адаптивного захисту РЛС із двовірною плоскою ФАР від завад при ідентичних приймальних каналах

1.2.1.1 Обґрунтування проведено для двовимірної плоскої ФАР, що містить $M \times M = 100 \times 100 = 10000$ випромінювачів. Ці випромінювачі об'єднані в 625 модулів розміру $L \times L = 4 \times 4$. Із сигналів цих модулів був утворений основний (сумарний) канал приймання, а із частини модулів – компенсаційні канали для захисту основного від випромінювань зовнішніх джерел, що заважають. Припускалося, що у зоні дії РЛС знаходилося не більш чотирьох джерел шумових перешкод (ДШП) ($n \leq 4$), що діяли по бічних пелюстках ДС ФАР. Первісний аналіз проводився для ідентичних приймальних каналів і чотирьох ($M_{comp} = 4$) компенсаційних каналів, утворених окремими модулями розміру 4×4 . Аналізувалося 14 варіантів розташування цих модулів, показаних на рис. 1.6 різними кольорами, а також у табл. 3.1.

1	26	51	76	101	126	151	176	201	226	251	276	301	326	351	376	401	426	451	476	501	526	551	576	601
2	27	52	77	102	127	152	177	202	227	252	277	302	327	352	377	402	427	452	477	502	527	552	577	602
3	28	53	78	103	128	153	178	203	228	253	278	303	328	353	378	403	428	453	478	503	528	553	578	603
4	29	54	79	104	129	154	179	204	229	254	279	304	329	354	379	404	429	454	479	504	529	554	579	604
5	30	55	80	105	130	155	180	205	230	255	280	305	330	355	380	405	430	455	480	505	530	555	580	605
6	31	56	81	106	131	156	181	206	231	256	281	306	331	356	381	406	431	456	481	506	531	556	581	606
7	32	57	82	107	132	157	182	207	232	257	282	307	332	357	382	407	432	457	482	507	532	557	582	607
8	33	58	83	108	133	158	183	208	233	258	283	308	333	358	383	408	433	458	483	508	533	558	583	608
9	34	59	84	109	134	159	184	209	234	259	284	309	334	359	384	409	434	459	484	509	534	559	584	609
10	35	60	85	110	135	160	185	210	235	260	285	310	335	360	385	410	435	460	485	510	535	560	585	610
11	36	61	86	111	136	161	186	211	236	261	286	311	336	361	386	411	436	461	486	511	536	561	586	611
12	37	62	87	112	137	162	187	212	237	262	287	312	337	362	387	412	437	462	487	512	537	562	587	612
13	38	63	88	113	138	163	188	213	238	263	288	313	338	363	388	413	438	463	488	513	538	563	588	613
14	39	64	89	114	139	164	189	214	239	264	289	314	339	364	389	414	439	464	489	514	539	564	589	614
15	40	65	90	115	140	165	190	215	240	265	290	315	340	365	390	415	440	465	490	515	540	565	590	615
16	41	66	91	116	141	166	191	216	241	266	291	316	341	366	391	416	441	466	491	516	541	566	591	616
17	42	67	92	117	142	167	192	217	242	267	292	317	342	367	392	417	442	467	492	517	542	567	592	617
18	43	68	93	118	143	168	193	218	243	268	293	318	343	368	393	418	443	468	493	518	543	568	593	618
19	44	69	94	119	144	169	194	219	244	269	294	319	344	369	394	419	444	469	494	519	544	569	594	619
20	45	70	95	120	145	170	195	220	245	270	295	320	345	370	395	420	445	470	495	520	545	570	595	620
21	46	71	96	121	146	171	196	221	246	271	296	321	346	371	396	421	446	471	496	521	546	571	596	621
22	47	72	97	122	147	172	197	222	247	272	297	322	347	372	397	422	447	472	497	522	547	572	597	622
23	48	73	98	123	148	173	198	223	248	273	298	323	348	373	398	423	448	473	498	523	548	573	598	623
24	49	74	99	124	149	174	199	224	249	274	299	324	349	374	399	424	449	474	499	524	549	574	599	624
25	50	75	100	125	150	175	200	225	250	275	300	325	350	375	400	425	450	475	500	525	550	575	600	625

Рисунок 1.6 – Варіанти розташування 4-х компенсаційних модулів розміру 4×4

Таблиця 3.1. Варіанти розташування 4-х компенсаційних модулів розміру 4×4

Варіант №1 (жовтий)	Варіант №2 (синій)	Варіант №3 (червоний)	Варіант №4 (коричневий)	Варіант №5 (золотавий)	Варіант №6 (смарагдовий)	Варіант №7 (сірий)
77, 172, 379, 544	28, 218, 349, 460	108, 266, 412, 530	126, 186, 371, 433	156, 240, 335, 495	73, 205, 517, 581	89, 234, 394, 478
Варіант №8 (ясно-коричневий)	Варіант №9 (рожевий)	Варіант №10 (світло-бірюзовий)	Варіант №11 (чорний)	Варіант №12 (темно-синій)	Варіант №13 (блідо-голубий)	Варіант №14 (темно-червоний)
21, 177, 440, 608	144, 282, 464, 559	124, 256, 386, 566	501, 502, 503, 504	526, 551, 576, 601	132, 191, 345, 438	162, 268, 365, 407

У варіантах 1 – 10, 13, 14 вони розміщуються з розносом у горизонтальній і вертикальній площинах, у варіантах 11 і 12 вони розташовуються на горизонтальній і вертикальній лініях відповідно.

На рис. 1.7 наведені залежності граничних значень відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) $\mu_{\max}$, забезпечуваних оптимальним ваговим вектором, від варіанта розташування 4-х компенсаційних модулів розміру 4×4 при «помодульному зважуванні» за законом Тейлора й дії одного – чотирьох джерел ШП ((а)– (з)) по бічних пелюстках ДС ФАР.

Як впливає із цього рисунку, порівнювані системи компенсаційних каналів, за винятком варіантів №11 і №12, навіть в умовах інтенсивних зовнішніх перешкод забезпечують майже таку ж потенційну ефективність, як і оптимальна обробка при відсутності зовнішніх перешкод (чорні штрихові криві). Варіанти №11 (при $n \geq 2$) і №12 (при $n \geq 3$) програють в ефективності іншим через зменшене число "ступенів вільності", і тем більше, чим більша кількість джерел перешкод.

Тому очевидно, що рознос компенсаційних модулів, кількість яких не менше кількості джерел шумових випромінювань, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах, подібний використаному у варіантах 1 – 10, 13, 14, потенційно забезпечить практично повне придушення зовнішніх перешкод і ефективність, близьку до потенційно можливої в їх відсутність.

1.2.1.2 На рис. 1.8 показані залежності граничного значення ВСПШ $\mu_{\max}$ від кількості компенсаційних модулів. Для розглянутих умов вони кількісно ілюструють теоретичні результати, відповідно до яких для ефективної просторової обробки відбитого сигналу на тлі шуму й інтенсивних шумових випромінювань зовнішніх

точкових джерел необхідна кількість компенсаційних каналів повинна бути не менше кількості джерел ШП.

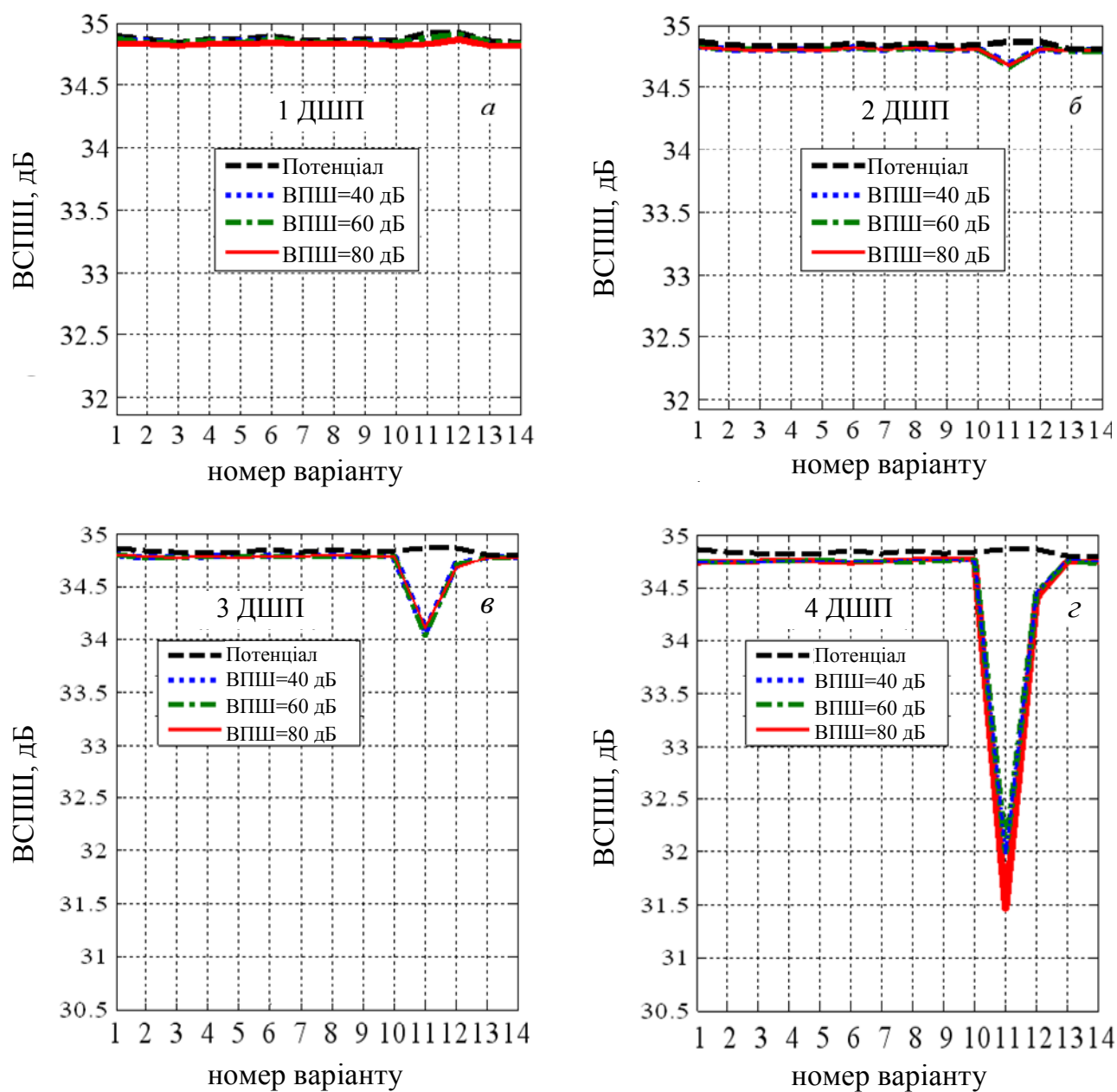


Рисунок 1.7 – Залежність ВСПШ від варіанта розташування 4-х компенсаційних модулів

При оптимальній обробці в гіпотетичних умовах повної апріорної невизначеності й ідентичних характеристик каналів приймання в цьому випадку досягається практично той же ефект, що й при оптимальній обробці з використанням формувачем основного каналу на тлі тільки власного шуму. Подальший ріст кількості ком-

пенсаційних каналів досить незначно збільшує ефективність (це помітно тільки при збільшеному масштабі на рис. 1.8, б).

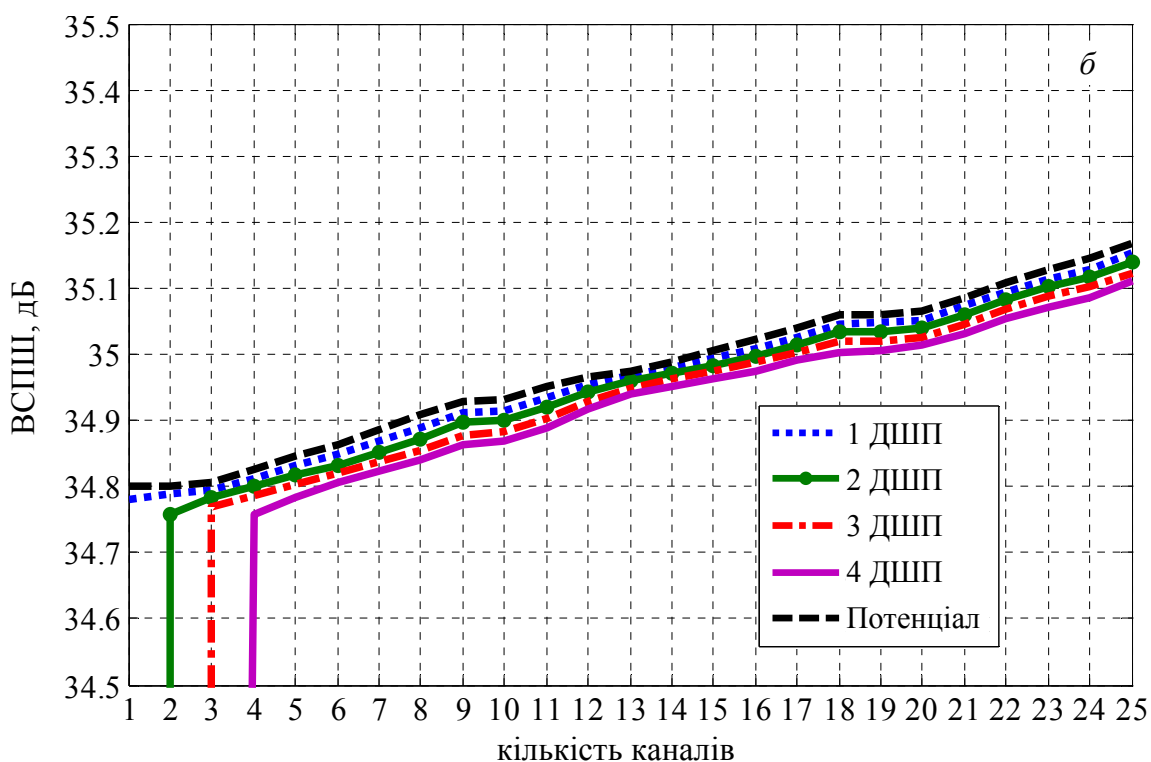
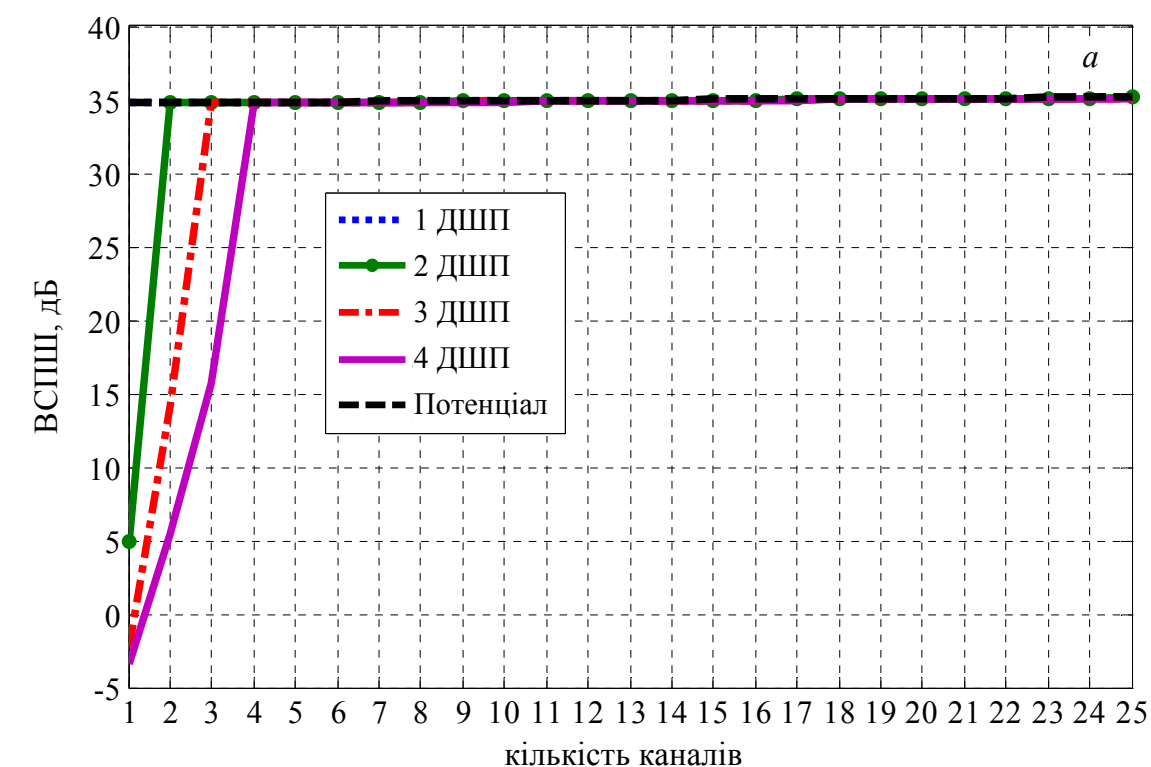


Рисунок 1.8 – Залежності ВСПШ (у дБ) від кількості компенсаційних модулів

1.2.2 Обґрунтування структури та параметрів компенсаційних каналів для адаптивного захисту РЛС із двомірною плоскою ФАР від завад при неідентичних приймальних каналах

В умовах неідентичних ІХ компенсаційних каналів ріст їх кількості може бути важливою мірою підвищення ефективності обробки. Це ілюструється експериментальними залежностями ВСПШ від кількості компенсаційних модулів на рис. 1.9, *а* (дисперсія параметрів неідентичності (ширини частотної характеристики, часового зсуву обвідної ІХ каналу приймання, зсуву центральної частоти фільтра від номінального значення) для ЛЧМ сигналу $\sigma^2 = 10^{-4}$) і на рис. 1.9, *б* ($\sigma^2 = 5 \cdot 10^{-4}$).

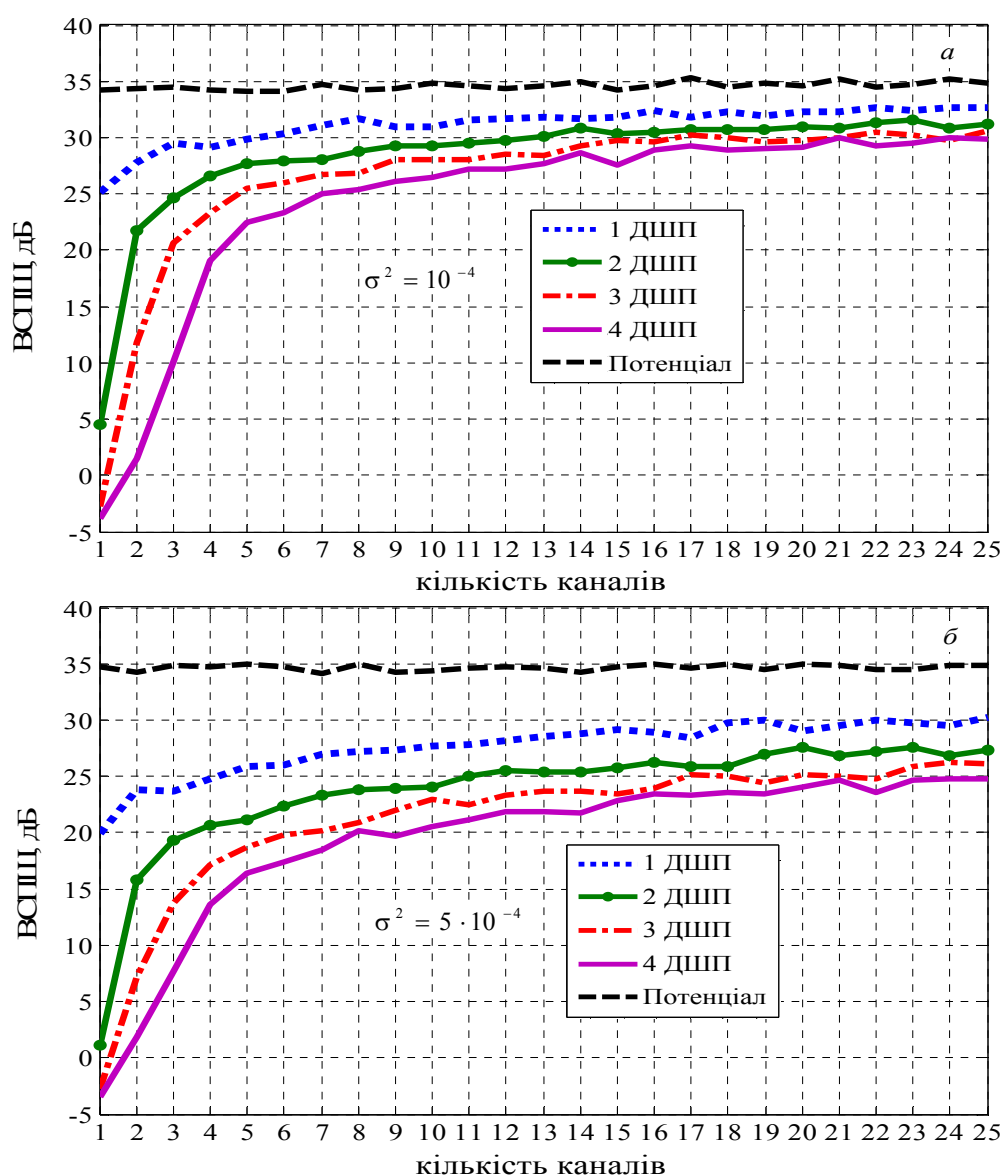


Рисунок 1.9 – Залежності ВСПШ (у дБ) від кількості компенсаційних модулів при неідентичних приймальних каналах

Видно, що в цих умовах кількість компенсаційних каналів, рівна кількості зовнішніх джерел, не дозволяє наблизити ефективність обробки до граничної (подібної досягнутої в умовах рис. 1.7). Для наближення до неї потрібно збільшувати кількість компенсаційних каналів, і тим більшою мірою, чим вище дисперсія параметрів неідентичності. Так при дисперсії параметрів неідентичності $\sigma^2 = 10^{-4}$ (рис. 1.9, а) необхідно збільшити кількість компенсаційних каналів у 2 рази, а при $\sigma^2 = 5 \cdot 10^{-4}$ (рис. 1.9, б) – у 3 рази. У цьому випадку росте ймовірність того, що в збільшеному числі каналів з випадковими параметрами неідентичності знайдеться $m \geq n$ "гарних" ІХ, необхідних для ефективної компенсації випромінювань n зовнішніх джерел ШП. Щоб ця міра не виявилася занадто складною для практичної реалізації, необхідно контролювати й мінімізувати ступінь розкиду ІХ каналів приймання.

1.3 Обґрунтування ефективних адаптивних алгоритмів захисту від завад РЛС із двомірною плоскою ФАР й розроблення пристрою його практичної реалізації

1.3.1 Обґрунтування стрічково-діагональної регуляризації МП оцінок кореляційної матриці завад для підвищення ефективності адаптивного захисту РЛС

Висока швидкодія адаптивної просторово-часової обробки (space-time adaptive processing, STAP) сигналів на тлі перешкод – необхідна умова її ефективної роботи в умовах малих інтервалів стаціонарності вхідних дій. Воно бажано й у практично можливих ситуаціях стаціонарності на відносно великих часових інтервалах, оскільки дозволяє знизити вимоги до об'єму операцій обробки в одиницю часу.

Важливу роль у збільшенні швидкодії STAP на тлі гауссівських перешкод зіграло доповнення оцінки максимальної правдоподібності (МП оцінки) їх кореляційних матриць $\hat{\Phi}$ діагональною матрицею – регуляризатором (*diagonal loading*) (див.

п. 1.1.3). За рахунок цього процедура адаптації M – канальної ($M \gg 1$) системи обробки могла починатися після приймання не M , а першого векторного відліку навчаючої вибірки, та істотно підвищувалася швидкодія в умовах перешкод, що створюються $n < M$ точковими джерелами зовнішніх шумових випромінювань.

Для підвищення ефективності адаптивного захисту РЛС від завад запропонуємо ще один спосіб регуляризації, заснований на додатковій стрічковій апроксимації оцінки оберненої матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$.

Всі розглянуті нижче адаптивні фільтри формують вагові суми (див. (1.10))

$$\varepsilon = \hat{\mathbf{r}}^* \cdot \mathbf{u} = \sum_{i=1}^M \hat{r}_i^* \cdot u_i \quad (1.21)$$

компонент M – вимірного вхідного вектора

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_\gamma = \{u_i^{(\gamma)}\}_{i=1}^M = \mathbf{y} + \gamma \cdot \mathbf{s}, \quad \gamma = 0, 1 \quad (1.22a)$$

адитивної суміші взаємно незалежних векторів перешкоди $\mathbf{y} = \{y_\ell\}_{\ell=1}^M \sim CN(0, \Phi)$ й, можливо (при $\gamma = 1$), когерентної пачки корисного сигналу

$$\mathbf{s} = \{s_i\}_{i=1}^M = \beta \cdot \mathbf{x}, \quad \beta \sim CN(0, \sigma_s^2), \quad (1.22б)$$

с ваговим вектором виду

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}, \quad (1.23)$$

але з різними матрицями $\hat{\Psi} = \{\hat{\omega}_{ij}\}_{i,j=1}^M$, що перетворюють опорний вектор корисного сигналу $\mathbf{x} = \{x_\ell\}_{\ell=1}^M$ у ваговий вектор (1.23).

Розглядаються 4 різновиди матриць $\hat{\Psi}$.

1⁰. Запропонована й досліджена в [11] матриця

$$\hat{\Psi} = \hat{\Psi}_1 = \hat{\Phi}^{-1}, \quad (1.24)$$

обернена до МП оцінці КМ перешкод (див. п. 1.1.2, формула (1.8))

$$\hat{\Phi} = \{\hat{\phi}_{ij}\}_{i,j=1}^M = K^{-1} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = K^{-1} \cdot \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad (1.25)$$

утвореної $K \geq M$ взаємно незалежними векторами перешкоди із властивостями

$$\overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \Phi, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in 1, K. \quad (1.26)$$

При об'ємі вибірки $K < M$ КМ (1.25) вироджена, тому процедура адаптації (1.23), (1.21) на основі оберненої матриці (1.24) теоретично може початися тільки після набору $K \geq M$ навчаючих векторів перешкоди (1.26) (див. п. 1.1.2).

2⁰. Аналогічна (1.24) матриця

$$\hat{\Psi} = \hat{\Psi}_2 = \hat{\Phi}_{d\ell}^{-1}, \quad (1.27)$$

обернена до "діагонально навантаженої" вибіркової КМ (див. п. 1.1.3)

$$\hat{\Phi}_{d\ell} = c \cdot \mathbf{I}_M + \hat{\Phi}, \quad c > 0. \quad (1.28)$$

На відміну від (1.25), остання не вироджена при будь-яких $K \geq 1$, тому процедура адаптації (1.23), (1.21) на її основі може починатися вже з $K = 1$.

3⁰. Стрічкова (*band*) ермітова $M \times M$ матриця

$$\hat{\Psi} = \hat{\Psi}_3 = \hat{\Psi}_b = \mathbf{H}_b^* \cdot \mathbf{H}_b = \mathbf{N}_b \cdot \mathbf{N}_b^* \quad (1.29)$$

з шириною стрічки $z = 2 \cdot m - 1$, де $\mathbf{H}_b$ й $\mathbf{N}_b$ – її нижні трикутні стрічкові $M \times M$ матриці-співмножники із шириною стрічки $m \leq M$. Останні виходять із рядків $m \times m$ трикутних співмножників ермітових матриць, обернених до головних $m \times m$ підматриць $\hat{\Phi}^{(m)}(\ell) = \{\hat{\phi}_{ij}\}_{i,j=\ell}^{m+\ell-1}$ ($\ell \in 1, M+1-m$) МП оцінки КМ (1.25). Ці підматриці з імовірністю 1 не вироджені вже при об'ємі навчаючої вибірки $K \geq m$, достатньому для початку адаптації на основі (1.29).

Невироджену $M \times M$ матрицю, обернену до (1.29), будемо називати стрічково (*band*) регуляризованою.

4⁰. Ермітова стрічкова $M \times M$ матриця із шириною стрічки $z = 2 \cdot m - 1$, $m \leq M$,

$$\hat{\Psi} = \hat{\Psi}_4 = \hat{\Psi}_{bd} = \mathbf{H}_{bd}^* \cdot \mathbf{H}_{bd} = \mathbf{N}_{bd} \cdot \mathbf{N}_{bd}^*, \quad (1.30)$$

побудована тим же способом, але по головним $m \times m$ підматрицям діагонально регуляризованої матриці (1.28). Адаптація в цьому випадку може починатися вже з вибірки об'єму $K = 1$. Невироджена обернена матриця $\hat{\Psi}_{bd}$ називається далі стрічково-діагонально (*band-diagonal*) регуляризованою.

Критерієм швидкодії розглянутих алгоритмів, як і в п. 1.1.2, служить залежність випадкової величини

$$\chi(K) = \frac{\hat{\mu}(K)}{\mu} \in 0, 1, \quad \hat{\mu}(K) = \frac{|\mathbf{x}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}(K)|^2}{\hat{\mathbf{r}}^*(K) \cdot \Phi \cdot \hat{\mathbf{r}}(K)}, \quad \mu = \mathbf{x}^* \cdot \Psi \cdot \mathbf{x} \quad (1.31)$$

від об'єму навчаючої вибірки K (див. (1.12)). Вона має сенс втрат вихідного відношення сигнал/(перешкода + шум) (SINR) $\hat{\mu}(K)$ фільтра (1.21) у порівнянні з його теоретичним максимумом μ , досяжним у гіпотетичній ситуації точно відомої КМ Φ при оптимальному ваговому векторі $\mathbf{r} = \Phi^{-1} \cdot \mathbf{x}$.

Втрати (1.31) розраховуються для перешкод з неперервними й дискретними спектрами $s(f)$, пов'язаними із КМ перешкод рівностями Вінера – Хинчина

$$\Phi = \left\{ \varphi_{pq} \right\}_{p,q=1}^M = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df, \quad \mathbf{x}(f) = \left\{ e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \ell} \right\}_{\ell=1}^M. \quad (1.32)$$

В обох випадках спектри й КМ перешкод мають вигляд

$$s(f) = 1 + \eta \cdot s_{norm}(f), \quad \Phi = \mathbf{I}_M + \eta \cdot \rho, \quad (1.33)$$

де перші доданки – спектр і КМ некорельованих власних шумів M каналів приймання з однаковою (одиничною) потужністю, η – відносна (стосовно шумів) потужність зовнішньої перешкоди, $s_{norm}(f)$ – її спектр, нормований умовою

$$\int_{-1/2}^{1/2} s_{norm}(f) df = 1; \quad \rho = \left\{ \rho_{pq} \right\}_{p,q=1}^M = \int_{-1/2}^{1/2} s_{norm}(f) \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df \quad (\rho_{pp} = 1) \quad (1.34)$$

– $M \times M$ матриця коефіцієнтів взаємної кореляції перешкод M приймальних каналів.

Зовнішні перешкоди з неперервними спектрами апроксимуються процесами авторегресії (АР) цілого порядку $p \geq 1$:

а) з експоненціальною кореляційною функцією (ЕКФ) ($p = 1$)

$$\rho_{pq} = \rho_1^{|p-q|}, \quad (1.35)$$

де ρ_1 – коефіцієнт кореляції перешкод двох суміжних каналів приймання;

б) з гауссівською кореляційною функцією (ГКФ) ($p \rightarrow \infty$)

$$\rho_{pq} = \rho_1^{|p-q|^2}. \quad (1.36)$$

Дискретні спектри перешкод мають вигляд

$$s_{norm}(f) = (1/h_{\Sigma}) \cdot \sum_{i=1}^n h_i \cdot \delta(f - f_i), \quad h_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n h_i, \quad f_i \in -1/2, 1/2, \quad (1.37a)$$

їх КМ (13) дорівнюють

$$\Phi = \mathbf{I}_M + \eta \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{h} \cdot \mathbf{X}^*, \quad \mathbf{X} = \{\mathbf{x}(f_i)\}_{i=1}^n, \quad \mathbf{h} = \text{diag} \{h_i / h_{\Sigma}\}_{i=1}^n. \quad (1.37б)$$

Такі перешкоди створюються, зокрема, сукупністю n комплексних гармонік із частотами (просторовими, часовими) f_i та інтенсивностями h_i , $i \in 1, n$.

Результати моделювання для перешкод з неперервними спектрами показані на рис. 1.10, а для перешкод з дискретними спектрами – на рис. 1.11. Нижній індекс в оцінці 2^0 – значення параметра регуляризації $c_1 = K \cdot c$.

Вони повністю узгоджуються з відомими теоретичними результатами, що стосуються адаптації на основі МП оцінок (1.25) КМ загального виду. Зокрема, криві 1^0 "починаються" з $K = M$ і входять у зону "3-дБ втрат" при $K \geq 2 \cdot M - 3$ (≈ 100 при $M = 50$) на всіх рис. 1.10 і рис. 1.11, що відповідають істотно різним перешкодовим сценаріям.

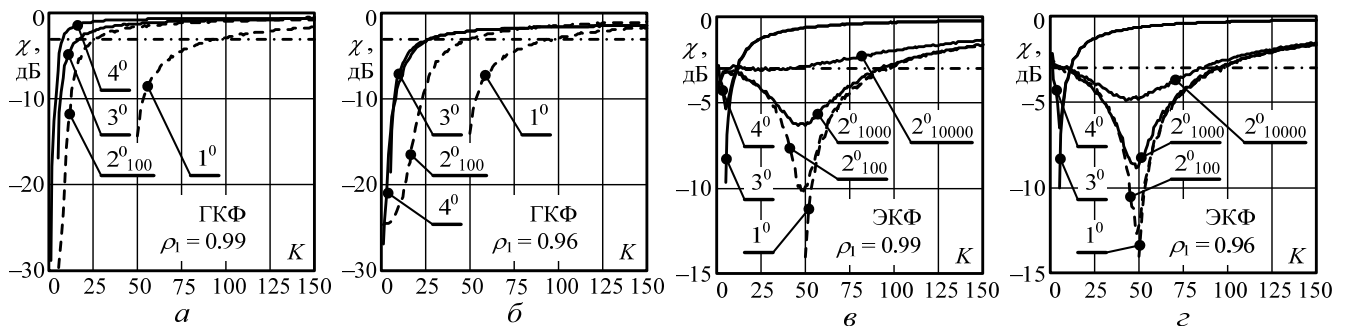


Рисунок 1.10 – Швидкодія оцінок $1^0 - 4^0$

(неперервні спектри, $\eta = 10^5$, $M = 50$, $f = 0,22$, $c = 100$, $m = 5$)

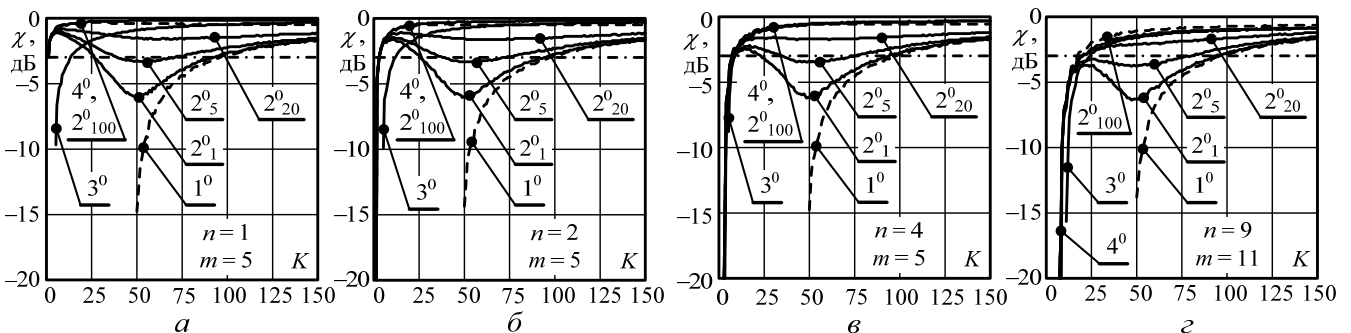


Рисунок 1.11 – Швидкодія оцінок $1^0 - 4^0$

(дискретні спектри, $\eta = 10^5$, $M = 50$, $f = 0,22$, $c = 100$, $m = 5$)

Недоліки МП оцінки 1^0 істотно послабляються оцінками $2^0 - 4^0$, побудованими відповідно до принципу "очікуваної правдоподібності" (*expected-likelihood* (EL)) – конструктивною альтернативою принципу "максимальної правдоподібності" (*maximum-likelihood* (ML)) в умовах вибірок малого об'єму (див. п. 1.1.3).

Для перешкод з неперервними спектрами (рис. 1.10) оцінка 3^0 (стрічкова регуляризація) у порівнянні з оцінкою 1^0 приблизно в 4 рази збільшує швидкодію при ГКФ (рис. 1.10, а, б), і приблизно в 8 разів – при ЕКФ перешкод (рис. 1.10, в, г). В обох випадках вона помітно ефективніше оцінки 2^0 . Виграші можуть збільшитися при виборі ширини стрічки відповідно до принципу EL.

Оцінка 4^0 (стрічково-діагональна регуляризація) поєднує достоїнства оцінок 2^0 , 3^0 – вона не гірше, але може бути й краще, ніж краща з них.

Для перешкод з дискретними спектрами діагонально регуляризована оцінка 2^0 із правильно заданим параметром регуляризації забезпечує вхід у зону "3 дБ втрат" при вибірці об'єму $K = 2 \cdot n$. Вона забезпечує більш високу швидкодію, чим оцінка 3^0 при ширині стрічки $m > n$. Але й у цих умовах найбільш ефективна комбінована оцінка 4^0 , яка при $m > n$ забезпечує найкращий ефект навіть при неоптимальному параметрі діагональної регуляризації.

Розвинена теорія в сполученні з наведеними результатами моделювання переконливо свідчать про доцільність практичного використання комбінованої стрічково-діагональної регуляризації. Така регуляризація може бути реалізована в адаптивних решітчастих фільтрах (АРФ), які мають також важливі додаткові достоїнства, обумовлені, зокрема, багатоступінчастою побудовою.

1.3.2 Пристрій практичної реалізації ефективних адаптивних алгоритмів захисту РЛС від завад на основі «стрічково-діагонального» АРФ

1.3.2.1 Теоретичні достоїнства розглянутих алгоритмів адаптації, засновані на явно обчислених оцінках КМ (1.27), (1.29), (1.30) можуть виявитися нереалізовани-

ми на практиці. Причиною може бути типова для реальних умов погана обумовленість цих явно сформованих оцінок, що при неминує кінцевій розрядності обчислень може приводити до великих помилок у значеннях елементів обернених матриць (1.27), (1.29), (1.30) 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 (див. п. 1.5).

Цей недолік істотно 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. Перехід до них названий в [12, с. 118] "фундаментальною ідеєю чисельного аналізу великих систем".

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, рівної 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 породжені декількома причинами. Найбільш важливої з них є істотно краща обумовленість співмножників, чим оберненої матриці в цілому, число обумовленості якої найчастіше дорівнює добутку чисел обумовленості цих співмножників. Практично 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. Для

розв'язання задач просторової (просторово-часової) обробки сигналів на тлі перешкод практично найцікавіші співмножники "узагальненої факторизації Левінсона" [13], що приводять до адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ). Їх додатковим достоїнством у порівнянні з m – ступеневими фільтрами іншої структури є простота урахування й використання для підвищення ефективності обробки апіорної інформації різного виду про специфіку структури каналів приймання й, як наслідок, специфіці відповідних КМ [1, 13–16]. Це достоїнство особливо важливо для розглянутої двовимірної ФАР зі специфічною структурою розташування випромінювачів.

1.3.2.2 Перші решітчасті фільтри (РФ) були запропоновані Д.П. Бергом [8] для спектрального аналізу стаціонарних часових рядів (дискретних випадкових процесів з теплоцевими КМ). У них реалізовувався “швидкий” алгоритм Н. Левінсона обертання симетричних теплоцевих матриць [9] на основі одночасного відшукування їх верхнє - нижнього й нижнє - верхнього трикутних розкладань (рис. 1.12), що забезпечувало важливі практичні переваги в порівнянні з їх роздільним відшукуванням. Протягом ряду наступних років галузь їх використання обмежувалася системами тільки з такими КМ при розв'язанні задач розпізнавання мови, геофізики, радіоастрономії й ін. Тепер вона розширилася оскільки авторами був отриманий “узагальнений алгоритм Левінсона” (УАЛ), який розв'язує ту ж задачу, що й класичний алгоритм Левінсона, але для довільних дійсних і комплексних КМ. Це дозволило синтезувати універсальні адаптивні решітчасті фільтри для розв'язання широкого кола задач просторової, часової й просторово-часової обробки сигналів в умовах параметричної апіорної невизначеності вхідних дій з довільними КМ.

1.3.2.3 Узагальненою факторизацією Левінсона (УФЛ) для $M \times M$ ермітової матриці $\Phi = \{\varphi_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M$ в [13] назване факторизоване подання

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{N}^* \end{bmatrix} = \mathbf{D}_M \cdot \mathbf{D}_{M-1} \cdots \mathbf{D}_3 \cdot \mathbf{D}_2 \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{S}_1 \quad (1.38)$$

$2 \cdot M \times M$ матриці $\mathbf{W}_1$, утвореної $M \times M$ нижньою ($\mathbf{H}$) й $M \times M$ верхньою ($\mathbf{N}^*$) трикутними матрицями розкладання Холецького [4, 5, 38] матриці

$$\Psi = \Phi^{-1} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^*. \quad (1.39)$$

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

Рисунок 1.12 – Трикутні верхнє-нижнє і нижнє-верхнє розкладання ермітової додатно визначеної матриці $\mathbf{\Psi}$

Тут $\mathbf{H}$ і $\mathbf{N}$ – нижні трикутні матриці з дійсними додатними діагональними елементами, що існують для будь-яких ермітових додатно визначених матриць, у тому числі КМ і обернених до них.

УФЛ (1.38) утворена діагональною $M \times M$ матрицею $\mathbf{S}_1 = \text{diag}\{s_1(\ell)\}_{\ell=1}^N$, $2 \cdot M \times M$ 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

$$\mathbf{D}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{i-1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Xi}_{ni} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{i-1} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \mathbf{\Xi}_{ni} &= \mathbf{S}_i \cdot \mathbf{\Xi}_i, \\ \mathbf{\Xi}_i &= \text{diag}\{\mathbf{\Xi}_i(\ell)\}_{\ell=1}^{M+1-i}, \\ \mathbf{S}_i &= \text{diag}\{s_i(\ell)\}_{\ell=1}^{M_i} \otimes \mathbf{I}_2, \end{aligned} \quad \mathbf{\Xi}_i(\ell) = \begin{bmatrix} \alpha_i(\ell) & 1 \\ 1 & \alpha_i^*(\ell) \end{bmatrix}, \quad (1.40)$$

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

На рис. 1.13, а показаний приклад $M = 4$ – входового РФ із 8×4 MIX $\mathbf{W}_1$ (1.38), а на рис. 1.13, б – “дзеркальний” йому $2 \cdot M = 8$ – входовий РФ із 4×8 MIX

$$\mathbf{W}_2 = \mathbf{W}_1^* = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{N} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_1 \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{D}_2^* \cdot \mathbf{D}_3^* \cdots \mathbf{D}_{N-1}^* \cdot \mathbf{D}_N^*. \quad (1.41)$$

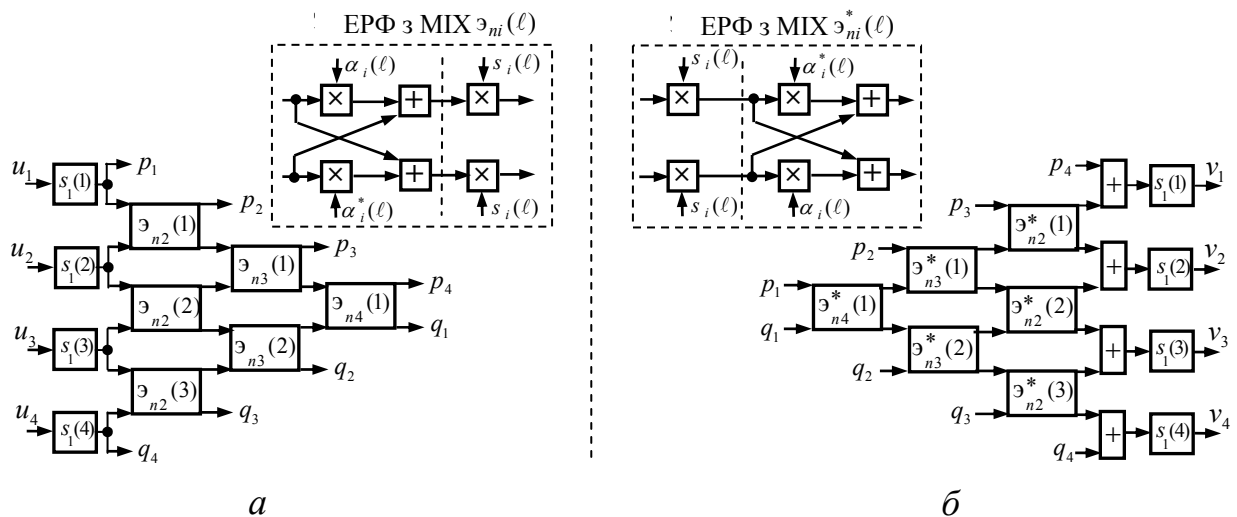


Рисунок 1.13 – Решітчасті фільтри з MIX (1.38) (а) та MIX (1.41) (б)

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

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

$$\mathbf{p} = \{p_\ell\}_{\ell=1}^N = \mathbf{H} \cdot \mathbf{u} \quad \text{та} \quad \mathbf{q} = \{q_\ell\}_{\ell=1}^N = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{u}. \quad (1.42)$$

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

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

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 (1.39). При цьому РФ рис. 1.13 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 РФ рис. 1.13, а та рис. 1.13, б утворить обертаючий фільтр (рис. 1.14) з МІХ

$$\mathbf{W}_2 \cdot \mathbf{W}_1 = \mathbf{W}_1^* \cdot \mathbf{W}_1 = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} + \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^* = 2 \cdot \Psi. \quad (1.43)$$

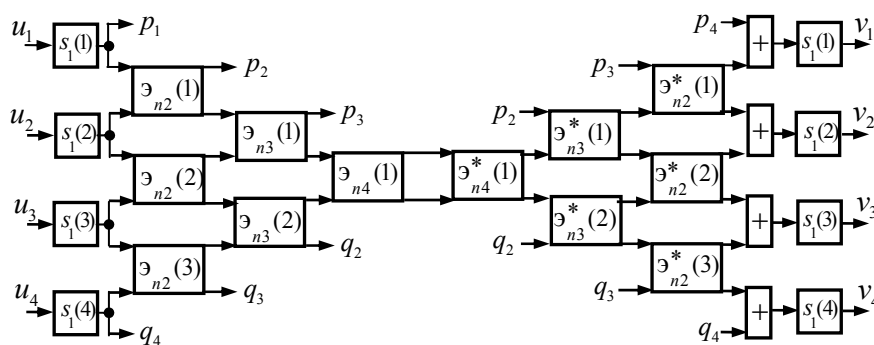


Рисунок 1.14 – Обертаючий фільтр

Обертаючий фільтр (рис. 1.14) умовно показаний на рис. 1.15, *а*. З'єднання двох РФ також залишається обертаючим фільтром (з МІХ Ψ), якщо з'єднувати тільки $\mathbf{p}$ (рис. 1.15, *б*) або тільки $\mathbf{q}$ (рис. 1.15, *в*) виходи першого й входи другого РФ.

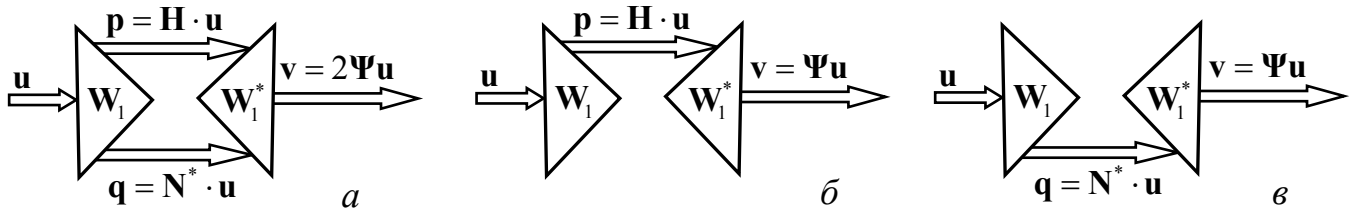


Рисунок 1.15 – Обертаючі фільтри на основі РФ

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

Так, наслідком її *ермітовості* є комплексна спряженість параметрів відповідних ЕРФ (рис. 1.13, *а, б*), що забезпечує ермітовість МІХ Ψ обертаючого фільтра (рис. 1.14).

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

$$s_1(\ell) = s_1(M+1-\ell), \quad \ell \in 1, M, \quad \mathfrak{z}_{ni}(\ell) = \mathfrak{z}_{ni}(M_i+1-\ell), \quad (1.44)$$

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

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

$$\mathbf{S}_1 = s_1 \mathbf{I}_N, \quad \mathfrak{Z}_{ni} = \mathbf{I}_{N_i} \otimes \mathfrak{z}_{ni}(1), \quad i \in 2, M; \quad M_i = M+1-i, \quad (1.45)$$

що означає однаковість параметрів всіх ЕРФ кожного ступеня РФ:

$$s_1(\ell) = s_1(1) = s_1, \quad \ell \in 1, M; \quad \alpha_i(\ell) = \alpha_i(1) = \alpha_i, \quad s_i(\ell) = s_i(1) = s_i, \quad i \in 2, M. \quad (1.46)$$

При цьому подання (1.38), (1.41) переходять у класичну факторизацію Н. Левінсона, що пояснює їх назву (УФЛ) для матриць загального виду.

1.3.2.5 Для реальних умов апіорі 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

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

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

Відзначене вище «спадкування» вигідно відрізняє РФ від інших багатоступінчастих фільтрів, оскільки дозволяє досить просто використати апіорну 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).

На основі настроєного в такий спосіб АРФ можна сформулювати різні функції матриці $\hat{\Psi}$, що вирішують різні завдання адаптивної обробки, без її явного формування. Такою функцією може бути, зокрема, оціночний ваговий вектор $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$.

1.3.2.6 Тепер розглянемо стрічкову (*band*) апроксимацію оцінки оберненої матриці $\hat{\Psi}$ як складову стрічково-діагональної її регуляризації. Як матриця, обернена до КМ $\hat{\Phi}$, тут використовується стрічкова ермітова $M \times M$ матриця

$$\hat{\Psi} = \hat{\Psi}_b = \hat{\mathbf{H}}_b^* \cdot \hat{\mathbf{H}}_b = \hat{\mathbf{N}}_b \cdot \hat{\mathbf{N}}_b^* \quad (1.47)$$

с шириною стрічки $z = 2 \cdot m - 1$, співмножники якої – стрічкові трикутні $M \times M$ матриці с шириною стрічки $m \leq M$ (рис. 1.16). На рис. 1.16 затемненими діагональними смугами виділені ненульові елементи відповідних діагоналей розглянутих матриць.

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

Рисунок 1.16 – Трикутні стрічкові верхнє-нижнє і нижнє-верхнє розкладання ермітової додатно визначеної стрічкової матриці Ψ_b

На рис. 1.17, а показаний $M = 8$ – входовий РФ зі стрічковою $2 \cdot M \times M$ МІХ $\mathbf{W}_{1b}$, утвореної $M \times M$ трикутними стрічковими нижньою ($\mathbf{H}_b$) й верхньою ($\mathbf{N}_b^*$) МІХ із шириною стрічки $zz = 3$, рівної числу використовуваних ступенів РФ. Нижнім індексом тут зазначений номер ступеня, а в дужках – номер ЕРФ із МІХ $\mathfrak{z}_{ni}(\ell)$ (1.40) у цьому ступені. “Дзеркальний” $2 \cdot M = 16$ – входовий триступінчастий РФ із

$M \times 2 \cdot M$ MIX $\mathbf{W}_{lb}^*$ із $M \times M$ трикутними стрічковими верхньою ($\mathbf{H}_b^*$) й нижньою ($\mathbf{N}_b$) MIX з тією же шириною стрічки ($zz = 3$) показаний на рис. 1.17, б.

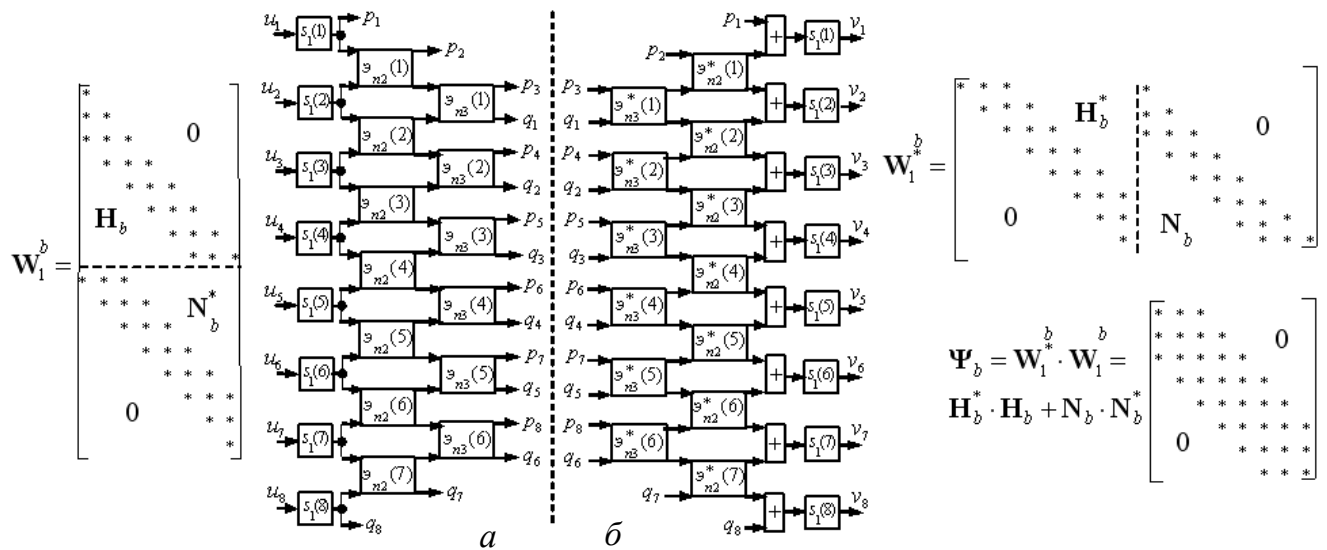


Рисунок 1.17 – Решітчасті фільтри с зі стрічковими MIX

У взаємній відповідності цих MIX і схем РФ (рис. 1.17) легко переконатися, простежуючи по них кількість і розташування компонентів вхідного вектора, комбінація яких формує відповідний компонент вихідного. Так, у РФ (рис. 1.17, а) компоненти p_i ($i \in 3, M$) вихідного вектора (p – компоненти), починаючи із третьою, утворені комбінацією тільки i -й (u_i) і двох "попередніх" компонент u_{i-2} , u_{i-1} вхідного вектора, що й повинне бути при нижній трикутній стрічковій MIX $\mathbf{H}$ із шириною стрічки $zz = 3$ в (1.42). Точно так само компоненти q_i ($i \in 1, M - 2$) вихідного вектора (q – компоненти), крім двох останніх, утворені комбінацією тільки i -й (u_i) і двох "наступних" компонент u_{i+1} , u_{i+2} вхідного вектора, що й повинне бути при верхній трикутній стрічковій MIX $\mathbf{N}^*$ із шириною стрічки $zz = 3$ в (1.42).

Стрічкова апроксимація оберненої матриці специфічно оптимальна (максимально ентропійна). У той же час зменшення за рахунок стрічкової апроксимації (1.47) кількості параметрів, оцінюваних на етапі адаптації, може істотно знизити вимоги до об'єму навчаючої вибірки (підвищити швидкодію) і одночасно спростити обробку.

Залежно від властивостей спектра власних чисел КМ більш кращою може бути як діагональна, так і стрічкова регуляризація. У зв'язку із цим, доцільно використовувати їх спільно. Така "стрічково-діагональна" (*band-diagonal*) регуляризація ніколи не гірше, а часто – краще, ніж кожна з них окремо. Вона може бути використана при розв'язанні широкого кола задач адаптивної просторово-часової обробки сигналів, зокрема, адаптивної просторової обробки в умовах ШП.

"Стрічково-діагональна" регуляризація найбільше просто й ефективно реалізується в універсальних адаптивних решітчастих фільтрах, які мають також важливі додаткові достоїнства, обумовлені, зокрема, багатоступінчастою побудовою. Так, тут явно формуються (оцінюються) тільки співмножники $\mathbf{M}\mathbf{I}\mathbf{X} \mathbf{H}_b$ і $\mathbf{N}_b^*$ (параметри ЕРФ у ступенях АРФ). Саме цим пояснюється більш висока чисельна стійкість АРФ у порівнянні із процедурами, у яких ці $\mathbf{M}\mathbf{I}\mathbf{X}$ формуються явно. Крім того, універсальні АРФ можуть адаптивно настроюватися, як з використанням базового алгоритму загального виду, так і ефективно враховувати апріорну інформацію про специфіку структури КМ [21], забезпечуючи в цих умовах більш високу швидкодію.

Таким чином, «стрічково-діагональний» АРФ може розглядатися як найбільш раціональна й ефективна структурно-алгоритмічна основа адаптивного пристрою просторової обробки сигналів на тлі шумових перешкод. Цей висновок кількісно підтверджується результатами математичного моделювання в п. 1.5.

1.4 Розроблення математичної моделі адаптивної просторової обробки сигналів на тлі завад у РЛС із двомірною плоскою ФАР

Математична модель системи просторової обробки сигналів на тлі власного шуму випромінювачів і зовнішніх перешкод від точкових джерел незалежних шумових випромінювань у РЛС із прямокутною (зокрема, квадратною) плоскою ФАР призначена забезпечити кількісне порівняння різних варіантів побудови адаптивних систем захисту від ШП. Відмінна риса моделі – істотне використання специфіки ФАР, пов'язаної із прямокутною (квадратною) формою апертури й еквідистантним

розташуванням ідентичних випромінювачів уздовж головних осей. Ця специфіка дозволяє представити вхідні дії та їх перетворення в каналах приймання, використовуючи добре відомий математичний апарат кронекерівських добутків [17, 18]. Таке подання різко спрощує розв'язання всіх задач, що вимагаються, оскільки дозволяє замінити операції з векторами й матрицями великої розмірності операціями з кронекерівськими співмножниками, розмірність яких звичайно істотно менше.

1.4.1 Узагальнена структура систем просторової обробки сигналів у РЛС із двовимірною плоскою ФАР

Узагальнена структура аналізованої далі системи просторової обробки показана на рис. 1.18. Вона містить у собі різні варіанти побудови трактів приймання й систем адаптивної обробки сигналів.

Зупинимось на суті операцій, що передбачаються в ній, їх варіантах і математичному описі, необхідному для моделювання й кількісної оцінки пропонованих технічних рішень.

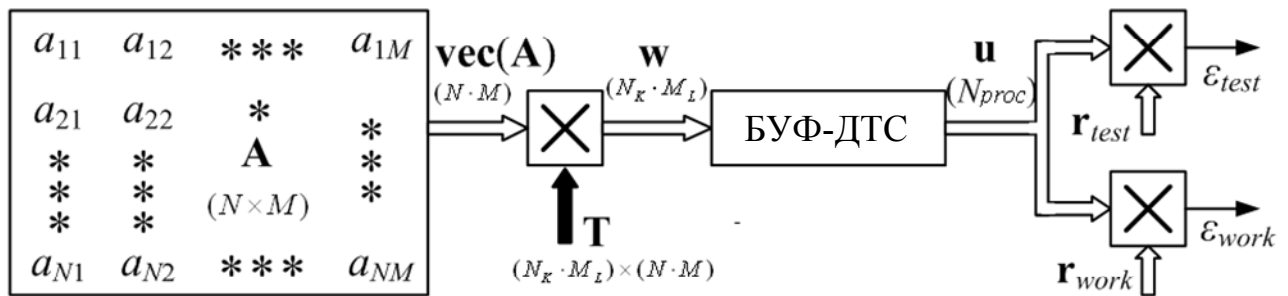


Рисунок 1.18 – Спрощена модель аналізованої системи обробки

1.4.1.1 Джерелом сигналів у моделі служить прямокутна $N \times M$ – елементна (при $N = M$ – квадратна) плоска ФАР з ідентичних слабонаправлених елементів, еквідистантно розташованих уздовж відповідних осей декартової системи координат. Вона описується початковою матрицею сигналів

$$\mathbf{A} = \{a_{pq}\}_{p=1, q=1}^{N, M} = [\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2 \ \dots \ \mathbf{a}_M], \quad \dim \mathbf{A} = N \times M, \quad (1.48a)$$

індекси елементів якої указують положення (нумерацію) відповідних випромінюва-

чів у рядках і стовпцях ФАР, а самі елементи – комплексні амплітуди сигналів у відповідних випромінювачах, породжені адитивною сумішшю їх власних шумів, випромінювань зовнішніх шумових джерел і, можливо, відбитим сигналом очікуваної цілі;

$$\mathbf{a}_i = \{a_{pi}\}_{p=1}^N, \quad \dim \mathbf{a}_i = N, \quad i \in 1, M \quad (1.48б)$$

– i -й стовпець розмірності $\dim \mathbf{a}_i = N$ матриці $\mathbf{A}$ (1.48а) сигналів випромінювачів.

1.4.1.2 Елементи матриці сигналів утворюють початковий вектор сигналів

$$\mathbf{vec}(\mathbf{A}) = \{\alpha_\ell\}_{\ell=1}^{N \cdot M} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \\ * \\ \mathbf{a}_M \end{bmatrix}, \quad \dim \mathbf{vec}(\mathbf{A}) = N \cdot M, \quad (1.49)$$

отриманий показаним "стикуванням" стовпців $\mathbf{a}_i$ ($i \in 1, M$) матриці $\mathbf{A}$ (1.48а).

1.4.1.3 Випромінювачі ФАР "зважуються" і поєднуються в $K \times L$ модулі із суміжних K елементів стовпців і L елементів рядків ФАР. Кількість модулів:

$$N \times M / (K \times L) = N_K \cdot M_L, \quad N_K = N / K, \quad M_L = M / L. \quad (1.50)$$

Ці операції перетворюють вектор сигналів випромінювачів (1.49) у вектор сигналів модулів

$$\mathbf{w} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{vec}(\mathbf{A}), \quad \dim \mathbf{w} = N_K \cdot M_L; \quad \dim \mathbf{T} = (N_K \cdot M_L) \times (N \cdot M). \quad (1.51)$$

Структура й властивості матриці $\mathbf{T}$ перетворення (1.51) і, тим самим, вектора $\mathbf{w}$, залежать від способу його формування. У моделі порівнюються два способи, схематично показані на рис. 1.19.

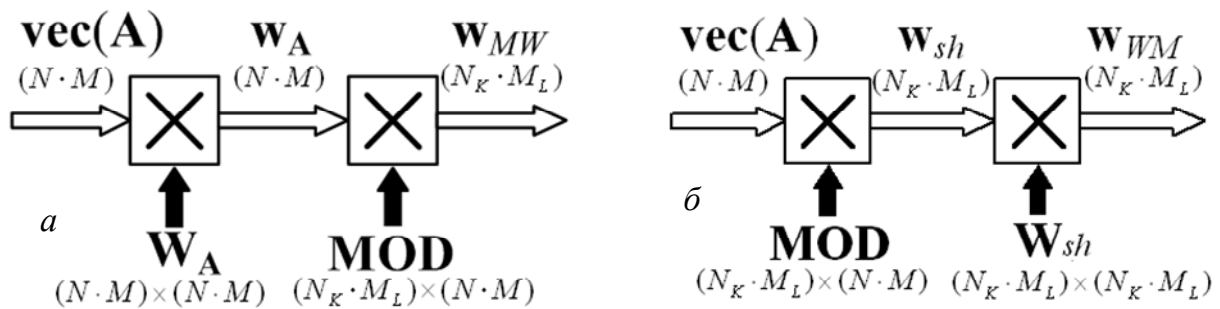


Рисунок 1.19 – Способи об'єднання випромінювачів у модулі

У першому з них (рис. 1.19, *a*) модулі формуються після зважування сигналів випромінювачів. У цьому випадку

$$\mathbf{T} = \mathbf{MOD} \cdot \mathbf{W}_A, \quad \dim \mathbf{W}_A = (N \cdot M) \times (N \cdot M), \quad (1.52)$$

де $\mathbf{W}_A$ – діагональна матриця зважування вихідного вектора (1.49), що перетворює його у зважений вектор

$$\mathbf{w}_A = \mathbf{W}_A \cdot \mathbf{vec}(\mathbf{A}), \quad \dim \mathbf{w}_A = N \cdot M. \quad (1.53)$$

Матрицею формування модулів $\mathbf{MOD}$ він перетвориться далі у вектор модулів зважених сигналів

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \mathbf{w}_{MW} = \mathbf{MOD} \cdot \mathbf{w}_A, \\ \dim \mathbf{w}_{MW} &= N_K \cdot M_L, \quad \dim \mathbf{MOD} = (N_K \cdot M_L) \times (N \cdot M). \end{aligned} \quad (1.54)$$

При другому способі (рис. 1.19, *б*) зважуються сигнали попередньо сформованих модулів. У цьому випадку

$$\mathbf{T} = \mathbf{W}_{sh} \cdot \mathbf{MOD}, \quad \dim \mathbf{W}_{sh} = (N_K \cdot M_L) \times (N_K \cdot M_L), \quad (1.55)$$

де та ж матриця $\mathbf{MOD}$ спочатку перетворить вектор (1.49) у вектор модулів

$$\mathbf{w}_{sh} = \mathbf{MOD} \cdot \mathbf{vec}(\mathbf{A}), \quad \dim \mathbf{w}_{sh} = N_K \cdot M_L, \quad (1.56)$$

який потім перетвориться діагональною "укороченою" (*short*) матрицею зважування $\mathbf{W}_{sh}$ у зважений вектор модулів сигналів

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \mathbf{w}_{WM} = \mathbf{W}_{sh} \cdot \mathbf{w}_{sh}, \\ \dim \mathbf{w}_{WM} &= N_K \cdot M_L, \quad \dim \mathbf{W}_{sh} = (N_K \cdot M_L) \times (N_K \cdot M_L). \end{aligned} \quad (1.57)$$

Структури й властивості наведених матриць в умовах аналізованої ФАР конкретизуються нижче.

1.4.1.4 У моделі рис. 1.18 покладається, що смуги пропущення трактів зважування й формування модулів істотно перевищують ширину спектра корисного сигналу. Вони узгоджуються в блоці «узгоджений фільтр – діаграмотвірна схема» (БУФ-ДТС), підключеному до виходів $N_K \cdot M_L$ модулів (рис. 1.18). Аналізуються дві структури цього блоку, показані на рис. 1.20.

У першій з них (рис. 1.20, *a*) узгоджені (*matched*) фільтри з імпульсними характеристиками (IX) $v_m(t)$ ($m \in 1, N_K \cdot M_L$) показані символом « $\int$ », включені на виходах кожного з модулів.

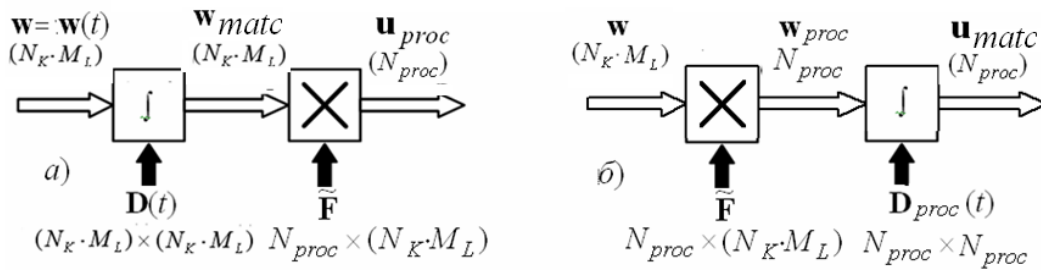


Рисунок 1.20 – Структури блоку БУФ–ДТС

У них вихідний вектор сигналів модулів $\mathbf{w} = \mathbf{w}(t)$, $\dim \mathbf{w}(t) = N_K \cdot M_L$ перетворюється у вектор

$$\mathbf{w}_{matc}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{D}(\tau) \mathbf{w}(t - \tau) d\tau, \quad \dim \mathbf{w}_{matc}(t) = N_K \cdot M_L, \quad (1.58)$$

де $\mathbf{D}(t) = \text{diag} \{v_m(t)\}_{m=1}^{N_K \cdot M_L}$ – діагональна матриця імпульсних характеристик (ІХ) узгоджених фільтрів, а під інтегралом від вектора розуміється, як звичайно, вектор інтегралів від його елементів. У реальних умовах неідентичних ІХ діагональні елементи цієї матриці різні й однакові тільки при їх рівності $v_m(t) = v_0(t)$, $m \in 1, N_K \cdot M_L$.

1.4.1.5 Вектор вихідних сигналів (1.58) узгоджених фільтрів у ДТС рис. 1.20, а перетворюється в N_{main} оброблюваних (*processing*) векторів

$$\mathbf{u}_{proc_i} = \tilde{\mathbf{F}}_i \cdot \mathbf{w}_{matc}(t_0) = \begin{bmatrix} u_{main_i} \\ \mathbf{u}_{comp} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} u_{main_i} &= \mathbf{f}_i^* \cdot \mathbf{w}_{matc}(t_0), \\ \mathbf{u}_{comp} &= \mathbf{F}_{comp} \cdot \mathbf{w}_{matc}(t_0), \end{aligned} \quad i \in 1, N_{main}, \quad (1.59)$$

$$\dim \mathbf{u}_{proc_i} = N_{proc} = 1 + N_{comp}, \quad \dim \mathbf{u}_{comp} = N_{comp},$$

які складаються із сигналу u_{main_i} i -го ($i \in 1, N_{main}$) основного (що захищається) каналу й N_{comp} – вимірного вектора $\mathbf{u}_{comp}$ сигналів допоміжних (компенсаційних) каналів приймання. У моделі основними є сигнали сумарного й двох різницевих в ортогональних площинах каналів ($N_{main} = 3$), число компенсаційних каналів у принципі може бути кожним у діапазоні $N_{comp} \in 1, N_K \cdot M_L$. Матриці імпульсних характеристик ДТС мають вигляд

$$\tilde{\mathbf{F}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_i^* \\ \mathbf{F}_{comp} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \dim \mathbf{f}_i^* &= N_K \cdot M_L, \\ \dim \mathbf{F}_{comp} &= N_{comp} \times (N_K \cdot M_L), \end{aligned} \quad i \in 1, N_{main}, \quad (1.60)$$

де $\mathbf{f}_i^*$ – ІХ (вектор-рядок) формувача i -го ($i \in 1, N_{main}$) основного каналу, $\mathbf{F}_{comp}$ – матриця перетворення вихідних сигналів узгоджених фільтрів у сигнали компенсаційних каналів. Її n -й рядок визначає структуру n -го ($n \in 1, N_{comp}$) компенсаційного каналу. У ній утримуються всі нулі й одна одиниця в m -ой позиції, якщо канал складається з одного m -го модуля, і $\ell > 1$ одиниць (додатних і від'ємних), якщо в цьому каналі поєднуються $\ell > 1$ модулів.

У другому варіанті блоку БУФ-ДТС (рис. 1.20, б) порядок перетворень зворотний. Тут спочатку вектор вихідних сигналів модулів (1.51), (1.54), (1.57) тією же матрицею ДТС (1.60) перетворюється в "неузгоджений" оброблюваний вектор

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{proc_i} &= \tilde{\mathbf{F}}_i \cdot \mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_{main_i} \\ \mathbf{w}_{comp} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} w_{main_i} &= \mathbf{f}_i^* \cdot \mathbf{w}, \\ \mathbf{w}_{comp} &= \mathbf{F}_{comp} \cdot \mathbf{w}, \end{aligned} \quad i \in 1, N_{main}, \\ \dim \mathbf{w}_{proc_i} &= N_{proc} = 1 + N_{comp}, \quad \dim \mathbf{w}_{comp} = N_{comp}, \end{aligned} \quad (1.61)$$

який подібною (1.58) діагональною матрицею $\mathbf{D}(t) = \text{diag} \{v_m(t)\}_{m=1}^{N_{proc}}$ відповідного розміру перетвориться в "узгоджені" оброблювані вектори

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{matc_i}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{D}_{proc}(\tau) \mathbf{w}_{proc_i}(t - \tau) d\tau, \quad i \in 1, N_{main}, \\ \dim \mathbf{u}_{matc_i}(t) &= N_{proc} = 1 + N_{comp}, \quad \dim \mathbf{D}_{proc}(\tau) = N_{proc} \times N_{proc}. \end{aligned} \quad (1.62)$$

1.4.1.6 Всі описані перетворення вихідного вектора (1.49) лінійні й реалізуються фільтрами (матрицями) з постійними в часі параметрами. Тому в системі рис. 1.48 виконується принцип суперпозиції, у силу якого вхідними для наступної вагової обробки є підсумкові вектори сигналів

$$\mathbf{u}_i = \begin{bmatrix} u_1^{(i)} \\ \mathbf{u}_{comp} \end{bmatrix} = \begin{cases} \mathbf{u}_{proc_i}, & (14), (16), \quad \text{рис. 1.20, а,} \\ \mathbf{u}_{matc_i}, & (18), (19), \quad \text{рис. 1.20, б,} \end{cases} \quad \begin{aligned} \dim \mathbf{u}_i &= N_{proc} = 1 + N_{comp}, \\ \dim \mathbf{u}_{comp} &= N_{comp}, \quad i \in 1, N_{main}, \end{aligned} \quad (1.63)$$

що представляють собою суму векторів

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_1^{(i)} \\ \mathbf{u}_{comp} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} n_1^{(i)} \\ \mathbf{n}_{comp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_1^{(i)} \\ \mathbf{y}_{comp} \end{bmatrix} + \gamma \cdot \begin{bmatrix} s_1^{(i)} \\ \mathbf{s}_{comp} \end{bmatrix}, \\ i \in 1, N_{main}, \quad \dim \mathbf{n}_{comp} &= \dim \mathbf{y}_{comp} = \dim \mathbf{s}_{comp} = N_{comp} \end{aligned} \quad (1.64)$$

власного шуму випромінювачів $\mathbf{n}_i = \begin{bmatrix} n_1^{(i)} \\ \mathbf{n}_{comp} \end{bmatrix}$, випромінювань зовнішніх шумових джерел $\mathbf{y}_i = \begin{bmatrix} y_1^{(i)} \\ \mathbf{y}_{comp} \end{bmatrix}$ і (при $\gamma = 1$) корисного сигналу $\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} s_1^{(i)} \\ \mathbf{s}_{comp} \end{bmatrix}$.

Ці вектори покладаються взаємно незалежними комплексними нормальними векторами з нульовими середніми значеннями. Їх статистичні властивості повністю визначаються відповідними кореляційними матрицями (КМ)

$$\Phi_{\mathbf{n}_i} = \overline{\mathbf{n}_i \cdot \mathbf{n}_i^*} = \begin{bmatrix} \phi_{n11}^{(i)} & \Phi_{n_i}^* \\ \Phi_{\mathbf{n}_i} & \Phi_{\mathbf{n}_{comp}} \end{bmatrix}, \quad \Phi_{\mathbf{y}_i} = \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*} = \begin{bmatrix} \phi_{y11}^{(i)} & \Phi_{y_i}^* \\ \Phi_{\mathbf{y}_i} & \Phi_{\mathbf{y}_{comp}} \end{bmatrix}, \quad \Phi_{\mathbf{s}_i} = \overline{\mathbf{s}_i \cdot \mathbf{s}_i^*} = \begin{bmatrix} \phi_{s11}^{(i)} & \Phi_{s_i}^* \\ \Phi_{\mathbf{s}_i} & \Phi_{\mathbf{s}_{comp}} \end{bmatrix},$$

$$\dim \phi_{\mathbf{n}_i} = \dim \phi_{\mathbf{y}_i} = \dim \phi_{\mathbf{s}_i} = N_{comp}, \quad i \in 1, N_{main},$$

$$\dim \Phi_{\mathbf{n}_i} = \dim \Phi_{\mathbf{y}_i} = \dim \Phi_{\mathbf{s}_i} = N_{proc} \times N_{proc}. \quad (1.65)$$

Тут і далі риса зверху й зірочка (*) – символи статистичного усереднення й ермітового спряження (транспонування й комплексного спряження) відповідно;

$$\phi_{n11}^{(i)} = \overline{|n_1^{(i)}|^2}, \quad \phi_{y11}^{(i)} = \overline{|y_1^{(i)}|^2}, \quad \phi_{s11}^{(i)} = \overline{|s_1^{(i)}|^2}, \quad i \in 1, N_{main} \quad (1.66a)$$

– перші діагональні елементи КМ $\Phi_{\mathbf{n}_i}$, $\Phi_{\mathbf{y}_i}$ і $\Phi_{\mathbf{s}_i}$, що мають зміст дисперсії (потужності) власного шуму, зовнішньої перешкоди й корисного сигналу відповідно в i -м основному каналі приймання;

$$\Phi_{n_i} = \overline{|\mathbf{n}_{comp} \cdot n_1^{(i)*}|}, \quad \Phi_{y_i} = \overline{|\mathbf{y}_{comp} \cdot y_1^{(i)*}|}, \quad \Phi_{s_i} = \overline{|\mathbf{s}_{comp} \cdot s_1^{(i)*}|} \quad (1.67b)$$

– вектори – стовпці кореляційних моментів відповідних процесів i -го основного й N_{comp} компенсаційного каналів;

$$\Phi_{\mathbf{n}_{comp}} = \overline{|\mathbf{n}_{comp} \cdot \mathbf{n}_{comp}^*|}, \quad \Phi_{\mathbf{y}_{comp}} = \overline{|\mathbf{y}_{comp} \cdot \mathbf{y}_{comp}^*|}, \quad \Phi_{\mathbf{s}_{comp}} = \overline{|\mathbf{s}_{comp} \cdot \mathbf{s}_{comp}^*|},$$

$$\dim \Phi_{\mathbf{n}_{comp}} = \Phi_{\mathbf{y}_{comp}} = \Phi_{\mathbf{s}_{comp}} = N_{comp} \times N_{comp} \quad (1.68)$$

– КМ відповідних процесів у компенсаційних каналах, однакові при будь-яких $i \in 1, N_{main}$.

1.4.1.7 При наступній обробці у фільтрах з ІХ (векторами ваг)

$$\mathbf{r}_{test} = \begin{bmatrix} r_{1test} \\ \mathbf{r}_{test_{comp}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r}_{work} = \begin{bmatrix} r_{1work} \\ \mathbf{r}_{work_{comp}} \end{bmatrix}, \quad \dim \mathbf{r}_{test} = \dim \mathbf{r}_{work} = N_{proc} = 1 + N_{comp},$$

$$\dim \mathbf{r}_{test_{comp}} = \dim \mathbf{r}_{work_{comp}} = N_{comp} \quad (1.69)$$

формуються вагові суми (скалярні добутки)

$$\mathcal{E}_{test_i} = \mathbf{r}_{test}^* \cdot \mathbf{u}_i, \quad \mathcal{E}_{work_i} = \mathbf{r}_{work}^* \cdot \mathbf{u}_i, \quad i \in 1, N_{main} \quad (1.70)$$

елементів вектора сигналів (1.64), (1.65) з елементами вектора ваг.

Фільтр із "робочим" (work) вектором ваг $\mathbf{r}_{work}$ порівнюється з фільтром з "тестовим" вектором ваг $\mathbf{r}_{test}$. Основним показником якості обробки служить відносний рівень відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ)

$$k_{\mu_i} = \frac{\mu_i(\mathbf{r}_{work})}{\mu_i(\mathbf{r}_{test})}, \quad \mu_i(\mathbf{r}) = \frac{\sigma_{s_i}^2(\mathbf{r})}{\sigma_{int_i}^2(\mathbf{r})} = \frac{|\mathbf{r}^* \cdot \mathbf{s}_i|^2}{|\mathbf{r}^* \cdot \mathbf{u}_{int_i}|^2} = \frac{\mathbf{r}^* \cdot \Phi_{s_i} \cdot \mathbf{r}}{\mathbf{r}^* \cdot \Phi_{int_i} \cdot \mathbf{r}}, \quad \begin{aligned} \mathbf{u}_{int_i} &= \mathbf{n}_i + \mathbf{y}_i, \\ \Phi_{int_i} &= \Phi_{n_i} + \Phi_{y_i}, \end{aligned} \quad i \in 1, N_{main}, \quad (1.71)$$

де $\mu_i(\mathbf{r})$, $\sigma_{s_i}^2(\mathbf{r})$ і $\sigma_{int_i}^2(\mathbf{r})$ – ВСПШ, потужність сигналу $\mathbf{s}_i$ й сукупної перешкоди $\mathbf{u}_{int_i} = \mathbf{n}_i + \mathbf{y}_i$ на виході фільтра з ІХ $\mathbf{r}$.

Вибір такого критерію обумовлений тим, що в розглянутій ситуації гауссівських вхідних дій енергетичне ВСПШ повністю визначає й статистичні характеристики виявлення сигналу [1].

Значення k_{μ_i} (часто іменоване "коефіцієнтом підперешкодової видимості" (КПВ)) можна представити у вигляді добутку

$$k_{\mu_i} = k_{s_i} \cdot k_{int_i}, \quad i \in 1, N_{main} \quad (1.72)$$

коефіцієнта проходження корисного сигналу

$$k_{s_i} = \frac{\sigma_{s_i}^2(\mathbf{r}_{work})}{\sigma_{s_i}^2(\mathbf{r}_{test})} = \frac{|\mathbf{r}_{work}^* \cdot \mathbf{s}_i|^2}{|\mathbf{r}_{test}^* \cdot \mathbf{s}_i|^2} = \frac{\mathbf{r}_{work}^* \cdot \Phi_{s_i} \cdot \mathbf{r}_{work}}{\mathbf{r}_{test}^* \cdot \Phi_{s_i} \cdot \mathbf{r}_{test}} \quad (1.73)$$

на коефіцієнт придушення сукупної перешкоди

$$k_{int_i} = \frac{\sigma_{int_i}^2(\mathbf{r}_{test})}{\sigma_{int_i}^2(\mathbf{r}_{work})} = \frac{|\mathbf{r}_{test}^* \cdot \mathbf{u}_{int_i}|^2}{|\mathbf{r}_{work}^* \cdot \mathbf{u}_{int_i}|^2} = \frac{\mathbf{r}_{test}^* \cdot \Phi_{int_i} \cdot \mathbf{r}_{test}}{\mathbf{r}_{work}^* \cdot \Phi_{int_i} \cdot \mathbf{r}_{work}}. \quad (1.74)$$

У ряді випадків аналізується також коефіцієнт проходження шуму

$$k_{n_i} = \frac{\sigma_{n_i}^2(\mathbf{r}_{work})}{\sigma_{n_i}^2(\mathbf{r}_{test})} = \frac{|\mathbf{r}_{work}^* \cdot \mathbf{u}_{n_i}|^2}{|\mathbf{r}_{test}^* \cdot \mathbf{u}_{n_i}|^2} = \frac{\mathbf{r}_{work}^* \cdot \Phi_{n_i} \cdot \mathbf{r}_{work}}{\mathbf{r}_{test}^* \cdot \Phi_{n_i} \cdot \mathbf{r}_{test}}. \quad (1.75)$$

Звернемо увагу, що заміна вагових векторів $\mathbf{r}_{test}$ і $\mathbf{r}_{work}$ на колінеарні їм вектори $c_{test} \cdot \mathbf{r}_{test}$ й $c_{work} \cdot \mathbf{r}_{work}$ не змінює основний критерій (1.71), але змінює приватні критерії (1.73) – (1.75). Тому порівнювати "тестову" і "робочу" системи за цими критеріями можна тільки при вказівці додаткової інформації про використані коефіцієнти пропорційності $c_{test} \neq 0$ й $c_{work} \neq 0$, вибір яких можна підкорити тим або іншим вимогам. Так, їх можна вибирати з умови рівності

$$c_{test}^2 \cdot \mathbf{r}_{test}^* \cdot \mathbf{r}_{test} = c_{work}^2 \cdot \mathbf{r}_{work}^* \cdot \mathbf{r}_{work} \quad (1.76)$$

норм (квадратів довжин) вагових векторів порівнюваних систем обробки. У досліджуваному далі випадку виділених основних (перших) каналів приймання для коефіцієнта пропорційності c_{work} більш природна умова

$$c_{work} = \frac{c_{test} \cdot r_{1test}}{r_{1work}}, \quad (1.77)$$

"що вирівнює" перші компоненти тестового й робочого вагових векторів, з якими у вагові суми (1.70) входять сигнали основного каналу.

1.4.1.8 У більшості випадків використовується тестовий вектор виду

$$\mathbf{r}_{test} = \mathbf{e}_1^{(N_{proc})} = \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad c_{test} \cdot r_{1test} = 1, \quad \begin{matrix} \dim \mathbf{r}_{test} = N_{proc} = 1 + N_{comp}, \\ \dim \mathbf{0} = N_{comp}, \end{matrix} \quad (1.78)$$

де $\mathbf{e}_\ell^{(T)}$ – ℓ -й ($\ell \in 1, T$) стовпець одиничної $T \times T$ матриці $\mathbf{I}_T$ (T – вимірний вектор з єдиним ненульовим елементом, рівним 1, в ℓ -ой позиції).

У цьому випадку

$$\mu_i(\mathbf{r}_{test}) = \frac{\varphi_{s11}^{(i)}}{\varphi_{int_{i11}}^{(i)}}, \quad k_{\mu_i} = \mu_i(\mathbf{r}_{work}) \cdot \frac{\varphi_{int_{i11}}^{(i)}}{\varphi_{s11}^{(i)}} = k_{s_i} \cdot k_{int_i}, \quad \begin{matrix} \varphi_{int_{i11}}^{(i)} = \varphi_{n11}^{(i)} + \varphi_{y11}^{(i)}, \\ i \in 1, N_{main}, \end{matrix} \quad (1.79)$$

а для коефіцієнтів проходження корисного сигналу й придушення сукупної перешкоди при виконанні умови (1.77) справедливі рівності

$$k_{s_i} = \frac{\mathbf{r}_{work}^* \cdot \Phi_{s_i} \cdot \mathbf{r}_{work}}{|\mathbf{r}_{1work}|^2 \cdot \varphi_{s11}^{(i)}}, \quad k_{int_i} = \frac{|\mathbf{r}_{1work}|^2 \cdot \varphi_{int_{i11}}^{(i)}}{\mathbf{r}_{work}^* \cdot \Phi_{int_i} \cdot \mathbf{r}_{work}}, \quad \begin{matrix} \Phi_{int_i} = \Phi_{n_i} + \Phi_{y_i}, \\ i \in 1, N_{main}. \end{matrix} \quad (1.80)$$

Коефіцієнт проходження власного шуму в цьому випадку дорівнює

$$k_{n_i} = \frac{\mathbf{r}_{work}^* \cdot \Phi_{n_i} \cdot \mathbf{r}_{work}}{|\mathbf{r}_{1work}|^2 \cdot \varphi_{n11}^{(i)}}, \quad i \in 1, N_{main}. \quad (1.81)$$

1.4.2 Початкові сигнали й КМ шумів, випромінювань зовнішніх джерел і відбиттів від точкової цілі

1.4.2.1 Почнемо із власних шумів (noise) випромінювачів ФАР, для яких елементи початкової матриці сигналів (1.48а) можуть покладатися випадковими гаусівськими (нормальними) взаємно незалежними комплексними величинами з нульовими середніми й з однаковими (прийнятими за одиницю) дисперсіями:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_n(t) = \{\xi_{pq}(t)\}_{p=1, q=1}^{N \cdot M} = [\xi_1(t), \xi_2(t), \dots, \xi_M(t)], \quad \xi_{pq}(t) \sim CN(0,1),$$

$$\overline{\xi_{pq}(t) \cdot \xi_{\nu\mu}^*(s)} = \delta(p - \nu) \cdot \delta(q - \mu) \cdot \delta(t - s); \quad \delta(x) = \begin{cases} 1, & x = 0, \\ 0, & x \neq 0. \end{cases} \quad (1.82)$$

Початковий вектор шумів випромінювачів (1.49) у цьому випадку дорівнює

$$\text{vec}(\mathbf{A}_n(t)) = \{a_\ell^{(n)}(t)\}_{\ell=1}^{N \cdot M} = \begin{bmatrix} \xi_1(t) \\ \xi_2(t) \\ * \\ \xi_M(t) \end{bmatrix}, \quad \dim \text{vec}(\mathbf{A}_n(t)) = N \cdot M, \quad (1.83)$$

а його (просторово-часова) КМ

$$\Phi_{\mathbf{A}_n}(t, s) = \overline{\text{vec}(\mathbf{A}_n(t)) \cdot \text{vec}(\mathbf{A}_n(s))^*} = \Phi_{\mathbf{A}_n} \cdot \delta(t - s),$$

$$\Phi_{\mathbf{A}_n} = \mathbf{I}_{N \cdot M}, \quad \dim \Phi_{\mathbf{A}_n} = (N \cdot M) \times (N \cdot M), \quad (1.84)$$

де $\mathbf{I}_T$ – одинична $T \times T$ матриця, що описує просторову складову $\Phi_{\mathbf{A}_n}$ загальної КМ шумів випромінювачів у довільний момент часу.

Формула (1.84) відображає рівність дисперсій (потужностей) і повну (просторово-часову) некорельованість власних шумів різних випромінювачів ФАР.

1.4.2.2 Визначимо тепер початкову матрицю (1.48а)

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_y(\ell, t) = \{y_{pq}(\ell, t)\}_{p=1, q=1}^{N \cdot M} = [\mathbf{y}_1(\ell, t), \mathbf{y}_2(\ell, t), \dots, \mathbf{y}_M(\ell, t)], \quad \ell \in 1, N_{\text{int}} \quad (1.85a)$$

шумових випромінювань від ℓ -го точкового джерела, що діє з напрямку $\theta_\ell(t) = \{\beta_\ell(t), \varepsilon_\ell(t)\}$, де $\beta_\ell(t)$ й $\varepsilon_\ell(t)$ ($\ell \in 1, N_{\text{int}}$) – його азимут і кут місця.

Елементами матриці (1.85а) у цьому випадку виступають комбінації

$$y_{pq}(\ell, t) = |y_{pq}(\ell, t)| \cdot \exp\{j \cdot \varphi_{y_{pq}}(\ell, t)\}, \quad \varphi_{y_{pq}}(\ell, t) = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \Delta_{pq}(\theta_\ell, t) \quad (1.85b)$$

амплітуди $|y_{pq}(\ell, t)|$ й фази $\varphi_{y_{pq}}(\ell, t)$ поля ℓ -го джерела в точці розташування " pq - випромінювача" ФАР.

Для однакових випромінювачів для будь-яких $p \in 1, N$ і $q \in 1, M$ амплітуда

$$|y_{pq}(\ell, t)| = (\sqrt{\cos \varepsilon_\ell(t) \cdot \cos \beta_\ell(t)}) \cdot (\sqrt{h_\ell(t)} \cdot \xi_\ell), \quad \xi_\ell \sim N(0, 1), \quad (1.86a)$$

де перший співмножник у дужках дорівнює значенню нормованої діаграми спрямованості (ДС) випромінювача в напрямку $\theta_\ell(t) = \{\beta_\ell(t), \varepsilon_\ell(t)\}$ на ℓ -те джерело [19], а другий – випадковій комплексній амплітуді його випромінювання з відносною (стосовно потужності шуму випромінювачів) потужністю h_ℓ . Рівність амплітуди (1.86) у всіх випромінювачах (при всіх $p \in 1, N$ і $q \in 1, M$) обумовлене "вузькосмуговістю" розглянутої ФАР.

Фаза $\varphi_{y_{pq}}(\ell, t)$ випромінювання на несучій з довжиною хвилі λ в довільний момент часу t визначається різницею ходу $\Delta = \mathbf{r}_T - \mathbf{r}$ плоскої хвилі від джерела до фазового центра ФАР і від джерела до " pq - випромінювача".

Ця різниця ходу дорівнює

$$\Delta_{pq}(\theta_\ell, t) = y_p \cdot \sin \varepsilon_\ell(t) + x_q \cdot \cos \varepsilon_\ell(t) \cdot \sin \beta_\ell(t), \quad (1.86b)$$

де $y_p = \left(\frac{N+1}{2} - p\right) \cdot d$, $x_q = \left(\frac{M+1}{2} - q\right) \cdot d$ – відстані " pq - випромінювача" від горизонтальної й вертикальної осей, що проходять через центр ФАР, d – відстань між суміжними випромінювачами по цих осях.

Підставляючи останні рівності в (1.85б) і з огляду на (1.86), одержимо

$$y_{pq}(\ell, t) = am(\ell, t) \cdot \exp\{j \cdot \gamma(\varepsilon_\ell(t)) \cdot p\} \cdot \exp\{j \cdot \gamma(\varepsilon_\ell(t), \beta_\ell(t)) \cdot q\},$$

$$am(\ell, t) = |y_{pq}(\ell, t)| \cdot e1(\ell, t) \cdot e2(\ell, t), \quad (1.87)$$

$$e1(\ell, t) = \exp\{-j \cdot \gamma(\varepsilon_\ell(t)) \cdot \frac{N+1}{2}\}, \quad e2(\ell, t) = \exp\{-j \cdot \gamma(\varepsilon_\ell(t), \beta_\ell(t)) \cdot \frac{M+1}{2}\},$$

що в сполученні з (1.86) дозволяє записати вихідну матрицю (1.85а) у вигляді

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_y(\ell, t) &= [\mathbf{y}_1(\ell, t), \mathbf{y}_2(\ell, t), \dots, \mathbf{y}_M(\ell, t)] = am(\ell, t) \cdot \mathbf{g}_N(\theta_\ell(t)) \cdot \mathbf{g}_M^*(\theta_\ell(t)), \\
\mathbf{g}_N(\theta_\ell(t)) &= \{g_p^{(N)}(t)\}_{p=1}^N = \{e^{j \cdot \gamma(\varepsilon_\ell(t)) \cdot p}\}_{p=1}^N, \quad \dim \mathbf{g}_N(\theta_\ell(t)) = N, \\
\mathbf{g}_M(\theta_\ell(t)) &= \{g_q^{(M)}(t)\}_{q=1}^M = \{e^{-j \cdot \gamma(\varepsilon_\ell(t), \beta_\ell(t)) \cdot q}\}_{q=1}^M, \quad \dim \mathbf{g}_M(\theta_\ell(t)) = M, \\
\gamma(\varepsilon_\ell(t)) &= \alpha \cdot \sin \varepsilon_\ell(t), \quad \gamma(\varepsilon_\ell(t), \beta_\ell(t)) = \alpha \cdot \cos \varepsilon_\ell(t) \cdot \sin \beta_\ell(t), \quad \alpha = 2 \cdot \pi \cdot d / \lambda.
\end{aligned} \tag{1.88}$$

Тут скалярний множник

$$am(\ell, t) = \sqrt{\cos \varepsilon_\ell(t) \cdot \cos \beta_\ell(t) \cdot h_\ell(t)} \cdot e1(\ell, t) \cdot e2(\ell, t) \cdot \xi_\ell \tag{1.89}$$

має очевидний сенс випадкової комплексної амплітуди випромінювання ℓ -го джерела, однакової для всіх випромінювачів розглянутої (вузькосмугової) ФАР, а вектори $\mathbf{g}_N(\theta_\ell(t))$ й $\mathbf{g}_M(\theta_\ell(t))$ визначають фазовий розподіл поля цього джерела по випромінювачах стовпців і рядків ФАР відповідно. Така факторизація фазового розподілу обумовлена специфікою аналізованої ФАР, пов'язаною з еквідистантним розташуванням випромінювачів у її стовпцях і рядках.

В умовах (1.89) початковий вектор (1.49) допускає подання

$$\mathbf{vec}(\mathbf{A}_y(\ell, t)) = am(\ell, t) \cdot \begin{bmatrix} g_1^{*(M)}(t) \cdot \mathbf{g}_N(\theta_\ell(t)) \\ g_2^{*(M)}(t) \cdot \mathbf{g}_N(\theta_\ell(t)) \\ * \\ g_M^{*(M)}(t) \cdot \mathbf{g}_N(\theta_\ell(t)) \end{bmatrix}, \quad \dim \mathbf{vec}(\mathbf{A}_y(\ell, t)) = N \cdot M, \tag{1.90}$$

і, отже, може бути ошадливо записаний у вигляді

$$\begin{aligned}
\mathbf{vec}(\mathbf{A}_y(\ell, t)) &= am(\ell, t) \cdot \mathbf{g}_{N \cdot M}(\theta_\ell(t)), \\
\mathbf{g}_{N \cdot M}(\theta_\ell(t)) &= \tilde{\mathbf{g}}_M(\theta_\ell(t)) \otimes \mathbf{g}_N(\theta_\ell(t)), \quad \dim \mathbf{g}_{N \cdot M}(\theta_\ell(t)) = N \cdot M,
\end{aligned} \tag{1.91}$$

де $(\sim)$ і $\otimes$ – символи комплексного спряження й кронекіревського перемножування (добутку) [17, 18] відповідно.

Просторово-часова КМ цього вектора в силу (1.86), (1.87) дорівнює

$$\begin{aligned}
\Phi_{\mathbf{A}_{y\ell}}(t, s) &= \overline{\mathbf{vec}(\mathbf{A}_y(\ell, t)) \cdot \mathbf{vec}(\mathbf{A}_y(\ell, s))^*} = \\
&= \mathbf{g}_{N \cdot M}(\theta_\ell(t)) \cdot \overline{am(\ell, t) \cdot am(\ell, t)^*} \cdot \mathbf{g}_{N \cdot M}^*(\theta_\ell(s)) = \Phi_{\mathbf{A}_{y\ell}} \cdot \delta(t - s), \\
\Phi_{\mathbf{A}_{y\ell}} &= \mathbf{g}_{N \cdot M}(\theta_\ell) \cdot \mathbf{g}_{N \cdot M}^*(\theta_\ell) \cdot \cos \varepsilon_\ell \cdot \cos \beta_\ell \cdot h_\ell, \quad \dim \Phi_{\mathbf{A}_{y\ell}} = (N \cdot M) \times (N \cdot M),
\end{aligned} \tag{1.92}$$

де через $\Phi_{\mathbf{A}_{y\ell}}$ позначена просторова складова загальної КМ випромінювань ℓ -го точкового джерела в довільний момент часу. Подібна (1.84) часова некорельованість

(δ – корельованість) векторів (1.90) обумовлена шумовим характером випромінювання цього джерела, а їх жорстка просторова кореляція в різних елементах ФАР – його точковим характером за кутовими координатами. Математичним наслідком цього є рівність одиниці рангу просторової складової Φ_{A_y} загальної КМ (1.92).

1.4.2.3 Вектор сигналів сукупності $N_{\text{int}} > 1$ зовнішніх джерел, утворений адитивною сумішшю їх випромінювань і тому в силу (1.90) дорівнює:

$$\text{vec}(\mathbf{A}_y(t)) = \sum_{\ell=1}^{N_{\text{int}}} am(\ell, t) \cdot \mathbf{g}_{N \cdot M}(\theta_{\ell}(t)) = \mathbf{G}_{N \cdot M}(t) \cdot \mathbf{am}(t), \quad (1.93a)$$

$$\mathbf{G}_{N \cdot M}(t) = \{\mathbf{g}_{NM}(\theta_1(t)), \mathbf{g}_{NM}(\theta_2(t)), \dots, \mathbf{g}_{NM}(\theta_{N_{\text{int}}}(t))\} = \{\mathbf{g}_{NM}(\theta_{\ell}(t))\}_{\ell=1}^{N_{\text{int}}},$$

де $N_{\text{int}} > 1$ – вимірний вектор – стовпець комплексних амплітуд

$$\begin{aligned} \mathbf{am}(t) &= \{am(1, t), am(2, t), \dots, am(N_{\text{int}}, t)\} = \{am(t, \ell)\}_{\ell=1}^{N_{\text{int}}}, \\ \dim \mathbf{G}_{N \cdot M}(t) &= (N \cdot M) \times N_{\text{int}}, \quad \dim \mathbf{am}(t) = N_{\text{int}}. \end{aligned} \quad (1.93b)$$

Його просторово-часова КМ

$$\begin{aligned} \Phi_{A_y}(t, s) &= \overline{\text{vec}(\mathbf{A}_y(t)) \cdot \text{vec}(\mathbf{A}_y(s))^*} = \Phi_{A_y} \cdot \delta(t - s), \\ \Phi_{A_y} &= \mathbf{G}_{N \cdot M} \cdot \mathbf{h} \cdot \mathbf{G}_{N \cdot M}^*, \end{aligned} \quad (1.94)$$

$$\dim \Phi_{A_y} = (N \cdot M) \times (N \cdot M), \quad \dim \mathbf{G}_{N \cdot M} = (N \cdot M) \times N_{\text{int}}$$

також допускає подання у вигляді добутку просторової Φ_{A_y} й часової $\delta(t - s)$ складових. У першій з них

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= \{h_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^{N_{\text{int}}} = \overline{\mathbf{am} \cdot \mathbf{am}^*}, \quad \dim \mathbf{h} = N_{\text{int}} \times N_{\text{int}}, \\ h_{\ell m} &= \sqrt{\cos \varepsilon_{\ell} \cdot \cos \beta_{\ell}} \cdot \sqrt{h_{\ell}} \cdot \overline{\xi_{\ell}} \cdot \xi_m^* \cdot \sqrt{h_m} \cdot \sqrt{\cos \varepsilon_m \cdot \cos \beta_m} \end{aligned}$$

– просторова взаємна КМ випромінювань зовнішніх джерел. У розглянутих далі ситуаціях шумові гауссівські випромінювання різних джерел покладаються незалежними (некорельованими), так що $\overline{\xi_{\ell}} \cdot \xi_m^* = \delta(\ell - m)$. У цих умовах їх взаємна КМ

$$\mathbf{h} = \text{diag}\{\cos \varepsilon_{\ell} \cdot \cos \beta_{\ell} \cdot h_{\ell}\}_{\ell=1}^{N_{\text{int}}}, \quad \dim \mathbf{h} = N_{\text{int}} \times N_{\text{int}} \quad (1.95)$$

являє собою діагональну $N_{\text{int}} \times N_{\text{int}}$ матрицю рангу N_{int} , що визначає й ранг просторової КМ Φ_{A_y} (1.94) у цілому.

1.4.2.4 Перейдемо до відбитого сигналу точкової цілі. Його просторова структура збігається із просторовою структурою випромінювання точкового джерела, але

часова визначається формою $s(t)$ зондувального сигналу. У розглянутій вузькосмуговій ФАР, у якій можна вважати цю форму однаковою в кожному випромінювачі, для початкового вектора відбитого сигналу точкової цілі з напрямку $\theta_s = \{\beta_s, \varepsilon_s\}$ за аналогією з (1.90), (1.91) одержимо

$$\begin{aligned} \text{vec}(\mathbf{A}_s(t)) &= s(t) \cdot \mathbf{g}_{NM}(\theta_s) \cdot am_s, \quad \mathbf{g}_{NM}(\theta_s) = \mathbf{g}_M(\theta_s) \otimes \mathbf{g}_N(\theta_s), \\ \Phi_{A_s}(t, s) &= \overline{\text{vec}(\mathbf{A}_s(t)) \cdot \text{vec}(\mathbf{A}_s(s))^*} = \\ &= \cos \varepsilon_s \cdot \cos \beta_s \cdot h_s \cdot \mathbf{g}_{NM}(\theta_s) \cdot \mathbf{g}_{NM}^*(\theta_s) \cdot \rho_s(t - s), \end{aligned} \quad (1.96)$$

де $\rho_s(\tau) = \overline{s(t) \cdot s^*(t - \tau)}$ – кореляційна функція зондувального сигналу.

При розглянутій далі цифровій обробці інтервал між відліками вхідних процесів не менше їх часового інтервалу кореляції. Це дозволяє вважати, що $\rho_s(\tau) = \overline{s(t) \cdot s^*(t - \tau)} \approx \delta(\tau)$. При такому допущенні

$$\begin{aligned} \Phi_{A_s}(t, s) &= \overline{\text{vec}(\mathbf{A}_s(t)) \cdot \text{vec}(\mathbf{A}_s(s))^*} = \Phi_{A_s} \cdot \delta(t - s), \\ \Phi_{A_s} &= \cos \varepsilon_s \cdot \cos \beta_s \cdot h_s \cdot \mathbf{g}_{NM}(\theta_s) \cdot \mathbf{g}_{NM}^*(\theta_s), \\ \dim \Phi_{A_s} &= (N \cdot M) \times (N \cdot M), \end{aligned} \quad (1.97)$$

де Φ_{A_s} – просторова складова рангу 1 КМ сигналу точкової цілі.

У практично важливому окремому випадку пошуку цілі в напрямку нормалі до площини ФАР, коли

$$\begin{aligned} \beta_s = \varepsilon_s = 0, \quad \gamma(\varepsilon_s) = \gamma(\varepsilon_\ell, \beta_\ell) = 0, \quad am_s = \sqrt{h_s} \cdot \xi_s, \\ \mathbf{G}_M(\theta_s) = \mathbf{E}_M, \quad \mathbf{G}_N(\theta_s) = \mathbf{E}_N, \quad \mathbf{g}_{NM}(\theta_s) = \mathbf{E}_M \otimes \mathbf{E}_N = \mathbf{E}_{NM}, \end{aligned} \quad (1.98)$$

для просторової складової початкового вектора сигналу й КМ одержимо

$$\text{vec}(\mathbf{A}_s) = \mathbf{E}_{NM} \cdot \sqrt{h_s} \cdot \xi_s, \quad \Phi_{A_s} = h_s \cdot \mathbf{E}_{NM} \cdot \mathbf{E}_{NM}^*, \quad \mathbf{E}_{NM} = \mathbf{E}_M \otimes \mathbf{E}_N, \quad (1.99)$$

де $\mathbf{E}_T$ ($\mathbf{E}_T^*$) – T – вимірний стовпець (рядок) з одиниць.

1.4.2.5 Таким чином, у розглянутій моделі шуми випромінювачів, випромінювання зовнішніх джерел і відбиті сигнали точкових цілей мають однакову часову структуру, а відмінності між ними проявляються в розходженні просторових складових відповідних загальних КМ (1.84), (1.91), (1.94), (1.97), (1.99). У той же час у розглянутій двовимірній ФАР з еквідистантним розташуванням ідентичних випромінювачів уздовж головних осей всі просторові КМ допускають подання у вигляді

кронекерівських добутків співмножників істотно меншого розміру, чим КМ у цілому. Це дозволяє розраховувати на розв'язання поставлених задач навіть у розглянутій "великій" ФАР з $100 \times 100 = 10000$ випромінювачами, використовуючи відомі властивості такого добутку.

1.4.3 Трансформація початкових сигналів і їх КМ у блоках зважування й формування модулів

У цих блоках сигнали $K \times L$ суміжних випромінювачів ФАР зважуються й поєднуються в $N_K \cdot M_L = (N \times M)/(K \times L)$ модулів. Ці операції не міняють початкову часову ("шумову") структуру аналізованих процесів, але трансформують їх просторову структуру, що визначається нижче.

1.4.3.1 Математичний зміст цих операцій полягає в переході від вихідного вектора $\text{vec}(\mathbf{A})$ (1.49) виду (1.83), (1.90), (1.94), (1.96), (1.99) із просторовою КМ $\Phi_A = \overline{\text{vec}(\mathbf{A} \cdot \text{vec}(\mathbf{A})^*)}$ виду (1.84), (1.92), (1.94), (1.96), (1.99) до вектора

$$\mathbf{w} = \mathbf{T} \cdot \text{vec}(\mathbf{A}), \quad \dim \mathbf{w} = N_K \cdot M_L; \quad \dim \mathbf{T} = (N_K \cdot M_L) \times (N \cdot M), \quad (1.100)$$

з КМ (тут і далі "за замовчуванням" розуміється просторова КМ)

$$\Phi_w = \overline{\mathbf{w} \cdot \mathbf{w}^*} = \overline{\mathbf{T} \cdot \text{vec}(\mathbf{A} \cdot \text{vec}(\mathbf{A}_n)^*) \cdot \mathbf{T}^*} = \mathbf{T} \cdot \Phi_A \cdot \mathbf{T}^*, \quad (1.101)$$

$$\dim \Phi_w = (N_K \cdot M_L) \times (N_K \cdot M_L).$$

У розглянутої квадратній ($N = M = 100$) ФАР розмірність у загальному випадку ермітової матриці Φ_A дорівнює $\dim \Phi_A = M^2 \times M^2 = 10^4 \times 10^4$, а розмір матричної імпульсної характеристики (МІХ) $\mathbf{T}$ аналізованих блоків при $K = L = 4$ дорівнює $\dim \mathbf{T} = M_L^2 \times M_L^2 = 625 \times 625$. Тому обчислювати з необхідною точністю й у прийнятний час по явно сформованих співмножниках (1.101) може бути досить складно або навіть неможливо.

Для розглянутої ФАР можна істотно спростити задачу, використовуючи "кронекерівські" подання співмножників в (1.101).

1.4.3.2 Для МІХ блоку формування модулів в обох структурах рис. 1.19 справедливе подання

$$\mathbf{MOD} = \mathbf{I}_{M_L} \otimes \mathbf{E}_L^* \otimes \mathbf{I}_{N_K} \otimes \mathbf{E}_K^*, \quad \dim \mathbf{MOD} = (N_K \cdot M_L) \times (N \cdot M), \quad (1.102a)$$

яке для квадратної ($N = M$) ФАР при $K = L$ перетвориться до виду

$$\begin{aligned} \mathbf{MOD} &= \mathbf{MDR} \otimes \mathbf{MDR}, \\ \mathbf{MDR} &= \mathbf{I}_{M_L} \otimes \mathbf{E}_L^*, \quad \dim \mathbf{MDR} = M_L \times M. \end{aligned} \quad (1.102b)$$

При запланованому в аналізованій квадратній ФАР рядково-стовпцевому керуванні, коли вага " pq - випромінювача" ФАР дорівнює $w_{pq} = w_p \cdot w_q$, $p, q \in 1, M$, МІХ $\mathbf{W}_A$ блоку зважування в схемі рис. 1.19, а діагональна й дорівнює кронекерівському добутку

$$\mathbf{W}_A = \text{diag}\{w_\ell^{(A)}\}_{\ell=1}^{M^2} = \mathbf{WR} \otimes \mathbf{WR}, \quad \dim \mathbf{W}_A = M^2 \times M^2 \quad (1.103a)$$

двох однакових діагональних матриць зважування стовпців (рядків)

$$\mathbf{WR} = \text{diag}\{w_m\}_{m=1}^M, \quad \dim \mathbf{WR} = M \times M. \quad (1.103b)$$

У схемі рис. 1.19, б "укорочена (*short*)" діагональна МІХ блоку зважування сигналів M_L^2 модулів, має аналогічну структуру

$$\mathbf{W}_{sh} = \text{diag}\{w_\ell^{(sh)}\}_{\ell=1}^{M_L^2} = \mathbf{WR}_{sh} \otimes \mathbf{WR}_{sh}, \quad \dim \mathbf{W}_{sh} = M_L^2 \times M_L^2, \quad (1.104a)$$

але "укорочені" кронекерівські співмножники

$$\mathbf{WR}_{sh} = \text{diag}\{w_m^{(sh)}\}_{m=1}^{M_L}, \quad \dim \mathbf{WR}_{sh} = M_L \times M_L, \quad M_L = M / L \quad (1.104b)$$

з діагональними елементами, що визначають ваги $w_{pq}^{(mod)} = w_p^{(sh)} \cdot w_q^{(sh)}$ ($p, q \in 1, M_L$) сигналів попередньо сформованих $M_L^2 = M^2 / L^2$ модулів.

1.4.3.3 Тим самим результуючі МІХ (1.52), (1.55) блоків зважування й формування модулів (рис. 1.19) у розглянутій далі квадратній ($N = M$) ФАР з "квадратними" ($K = L$) модулями допускають єдине подання

$$\mathbf{T} = \mathbf{T1} \otimes \mathbf{T1}, \quad \dim \mathbf{T} = M_L^2 \times M^2, \quad \dim \mathbf{T1} = M_L \times M \quad (1.105a)$$

с кронекерівськими співмножниками

$$\mathbf{T1} = \begin{cases} \mathbf{MDR} \cdot \mathbf{WR}, & \text{структура "зважування - модулі", рис.1.19, а,} \\ \mathbf{WR}_{sh} \cdot \mathbf{MDR}, & \text{структура "модулі - зважування", рис.1.19, б.} \end{cases} \quad (1.105b)$$

На його основі КМ (1.101) процесів на виході розглянутих блоків можна представити у вигляді добутку

$$\Phi_w = G_w \cdot G_w^* \quad (1.106)$$

співмножників, що також допускають кронекерівську факторизацію виду

$$G_w = \Phi 1 \otimes \Phi 2, \quad (1.107a)$$

$$\Phi 1 = \begin{cases} \Phi 1_n = T1, \\ \Phi 1_y = WR \cdot h^{1/4}, \\ \Phi 1_s = \sqrt[4]{h_s} \cdot T1 \cdot E_M, \end{cases} \quad \Phi 2 = \begin{cases} \Phi 2_n = \Phi 1_n = T1, & (a) \\ \Phi 2_y = WC \cdot h^{1/4}, & (b) \\ \Phi 2_s = \Phi 1_s. & (c) \end{cases}$$

Перша з них (a) отримана з урахуванням (1.84) і відповідає власним шумам випромінювачів. Друга (b) відноситься до випромінювань зовнішніх джерел і отримана на основі рівностей (1.91)–(1.94), (1.88). Тут

$$WR = T1 \cdot GR, \quad WC = T1 \cdot GC, \quad (1.107b)$$

$$GR = \{gr(\theta_\ell)\}_{\ell=1}^{N_{int}}, \quad GC = \{gc(\theta_\ell)\}_{\ell=1}^{N_{int}},$$

$$gr(\theta_\ell) = \{e^{-j \cdot \gamma(\varepsilon_\ell, \beta_\ell) \cdot q}\}_{q=1}^M, \quad gc(\theta_\ell) = \{e^{j \cdot \gamma(\varepsilon_\ell) \cdot p}\}_{p=1}^M.$$

Остання формула (c) в (1.107a) відноситься до відбитого сигналу цілі з напрямку нормалі до апертури ФАР і є наслідком (1.99).

Підкреслимо ще раз, що наявність символу кронекерівського добутку в (1.105), (1.107) зовсім не означає необхідність обчислювати його явно. Всі необхідні функції цих добутків, у тому числі скалярні критерії ефективності обробки можна одержати, обчислюючи тільки їх співмножники, що для сучасних комп'ютерів є тривіальною задачею.

1.4.4 Трансформація сигналів і їх КМ у ДТС

і блоках узгодженої фільтрації

1.4.4.1 Почнемо зі структури блоку БУФ-ДТС, показаної на рис. 1.20, б. Розв'язувана при цьому задача полягає у відшуванні КМ

$$\Phi_{w_{proc}} = \overline{w_{proc} \cdot w_{proc}^*} = \tilde{F} \cdot \Phi_w \cdot \tilde{F}^* = \begin{bmatrix} \varphi_{11}^{(proc)} & \Phi_{proc}^* \\ \Phi_{proc} & \Phi_{comp} \end{bmatrix}, \quad \dim \Phi_{w_{proc}} = N_{proc} \times N_{proc},$$

$$\varphi_{11}^{(proc)} = \overline{w_{1proc}}^2 = f^* \cdot \Phi_w \cdot f, \quad \Phi_{proc} = F_{comp} \cdot \overline{w \cdot w_{1proc}^*} = F_{comp} \cdot \Phi_w \cdot f, \quad (1.108)$$

$$\Phi_{comp} = F_{comp} \cdot \Phi_w \cdot F_{comp}^*$$

вектора

$$\mathbf{w}_{proc} = \tilde{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{w}, \quad \dim \mathbf{w}_{proc} = N_{proc} = N_{comp} + 1 \quad (1.109)$$

на виході ДТС із МІХ

$$\tilde{\mathbf{F}} = \tilde{\mathbf{F}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_i^* \\ \mathbf{F}_{comp} \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \dim \mathbf{f}_i^* &= M_L^2, \\ \dim \mathbf{F}_{comp} &= N_{comp} \times M_L^2, \end{aligned} \quad i \in 1, N_{main}. \quad (1.100)$$

1.4.4.2 Для розглянутої ФАР природні формувачі основного каналу приймання з ІХ виду

$$\mathbf{f} = c \cdot \mathbf{f1} \otimes \mathbf{f1}, \quad \dim \mathbf{f1} = M_L. \quad (1.111)$$

Так, узгодженому прийманню сигналу з напрямку нормалі відповідає вибір ІХ (1.111) із кронекерівськими співмножниками

$$\mathbf{f1} = \mathbf{T1} \cdot \mathbf{E}_M, \quad (1.112a)$$

яка пропорційна опорному вектору очікуваного відбитого сигналу з напрямку нормалі до ФАР на виході блоків рис. 1.19 (див. (1.105) і рядок (с) формули (1.107a)).

Більш простий неузгоджений вектор зі співмножником

$$\mathbf{f1} = \mathbf{E}_M, \quad (1.112b)$$

що уступає, однак, узгодженому за досяжним значенням відношення сигнал – шум (ВСШ) в основному каналі прийманні.

1.4.4.3 В умовах (1.111), (1.106), (1.107) елементи й блоки шуканої матриці $\Phi_{\mathbf{w}_{proc}}$ (1.108) дорівнюють

$$\phi_{11}^{(proc)} = c^2 \cdot (\mathbf{v1}^* \cdot \mathbf{v1}) \cdot (\mathbf{v2}^* \cdot \mathbf{v2}), \quad \mathbf{v1} = \Phi1^* \cdot \mathbf{f1}, \quad \mathbf{v2} = \Phi2^* \cdot \mathbf{f1}, \quad (1.113a)$$

$$\Phi_{proc} = c \cdot \mathbf{F}_{comp} \cdot \Phi1 \cdot \mathbf{v1} \otimes \Phi2 \cdot \mathbf{v2}, \quad (1.113b)$$

$$\Phi_{comp} = \mathbf{F}_{comp} \cdot \Phi1 \otimes \Phi2 \cdot \Phi1^* \otimes \Phi2^* \cdot \mathbf{F}_{comp}^*. \quad (1.113v)$$

Якщо, що цілком можливо, МІХ ДТС компенсаційних каналів також допускає кронекерівську факторизацію виду

$$\mathbf{F}_{comp} = \mathbf{F1}_{comp} \otimes \mathbf{F2}_{comp}, \quad (1.114)$$

то в порівнянні з (1.113v) різко спрощується й обчислення КМ

$$\begin{aligned} \Phi_{comp} &= \mathbf{V1}_{comp} \cdot \mathbf{V1}_{comp}^* \otimes \mathbf{V2}_{comp} \cdot \mathbf{V2}_{comp}^*, \\ \mathbf{V1}_{comp} &= \mathbf{F1}_{comp} \cdot \Phi1, \quad \mathbf{V2}_{comp} = \mathbf{F2}_{comp} \cdot \Phi2 \end{aligned} \quad (1.115)$$

сигналів компенсаційних каналів.

1.4.4.4 Нормувальна константа $c \neq 0$ IX (1.111) рівною мірою змінює потужності шуму, шумових випромінювань і відбитого сигналу цілі в основному каналі приймання й тому не впливає на значення ВСШ у ньому. Тому вона може довільно вибиратися з практичних міркувань. Логічна вимога до неї може полягати в тім, щоб накопичена в процесі об'єднання модулів потужність власного шуму випромінювачів в основному каналі (1.113а) збіглася із прийнятої за одиницю потужністю шумів випромінювачів ФАР.

Використовуючи (1.107), неважко показати, що ця вимога виконується при

$$c = 1/(\mathbf{v}_1^* \cdot \mathbf{v}_1), \quad \mathbf{v}_1 = \mathbf{T}_1^* \cdot \mathbf{f}_1, \quad (1.116)$$

де матриця $\mathbf{T}_1$ визначена в (1.105).

Аналогічним образом може бути знайдена нормувальна константа $c_\eta \neq 0$ для діагональної $\mathbf{h}$ матриці (1.95), що забезпечує задане ВПШ η в основному каналі. Вона визначається з (1.113а) при використанні в якості Φ_1 й Φ_2 матриць Φ_{1y} і Φ_{2y} (1.107) відповідно.

1.5 Математичне моделювання алгоритмів й пристроїв адаптивного захисту РЛС із двовимірною плоскою ФАР від завад та їх порівняльний аналіз

Для математичного моделювання алгоритмів й пристроїв адаптивного захисту РЛС із двовимірною плоскою ФАР від завад на основі розробленої математичної моделі (п. 1.4) була створена й протестована відповідна Matlab – програма. Математичне (імітаційне) моделювання за допомогою цієї програми проводилося стосовно до двовимірної плоскої ФАР, що містить $M \times M = 100 \times 100 = 10000$ випромінювачів, які об'єднані в 625 модулів розміру $L \times L = 4 \times 4$. Із сигналів цих модулів був утворений основний (сумарний) канал приймання, а із частини модулів – компенсаційні канали для захисту основного від випромінювань зовнішніх джерел, що заважають.

1.5.1 Математичне моделювання кореляційного автокомпенсатора шумових перешкод з градієнтним алгоритмом настроювання

На рис. 1.21 показані залежності середнього значення $\overline{\hat{\chi}(K)}$ втрат ВСПШ $\hat{\chi}(K) = \hat{\mu}(K)/\mu \leq 1$ (у дБ) (див. п. 1.1.2.2) від об'єму навчаючої вибірки K в цифровому АК із градієнтним алгоритмом настроювання (рис. 1.3) при дії $n = 1, 2$ (а) і $n = 3, 4$ (б, в, г) джерел ШП із ВПШ $h_0 = 35$ дБ (а, б, в) і $h_0 = 60$ дБ (г) в основному каналі АК при 4-х (а, б, г) і 6-ти (в) компенсаційних каналах ($M_{comp} = 4$, $M_{comp} = 6$).

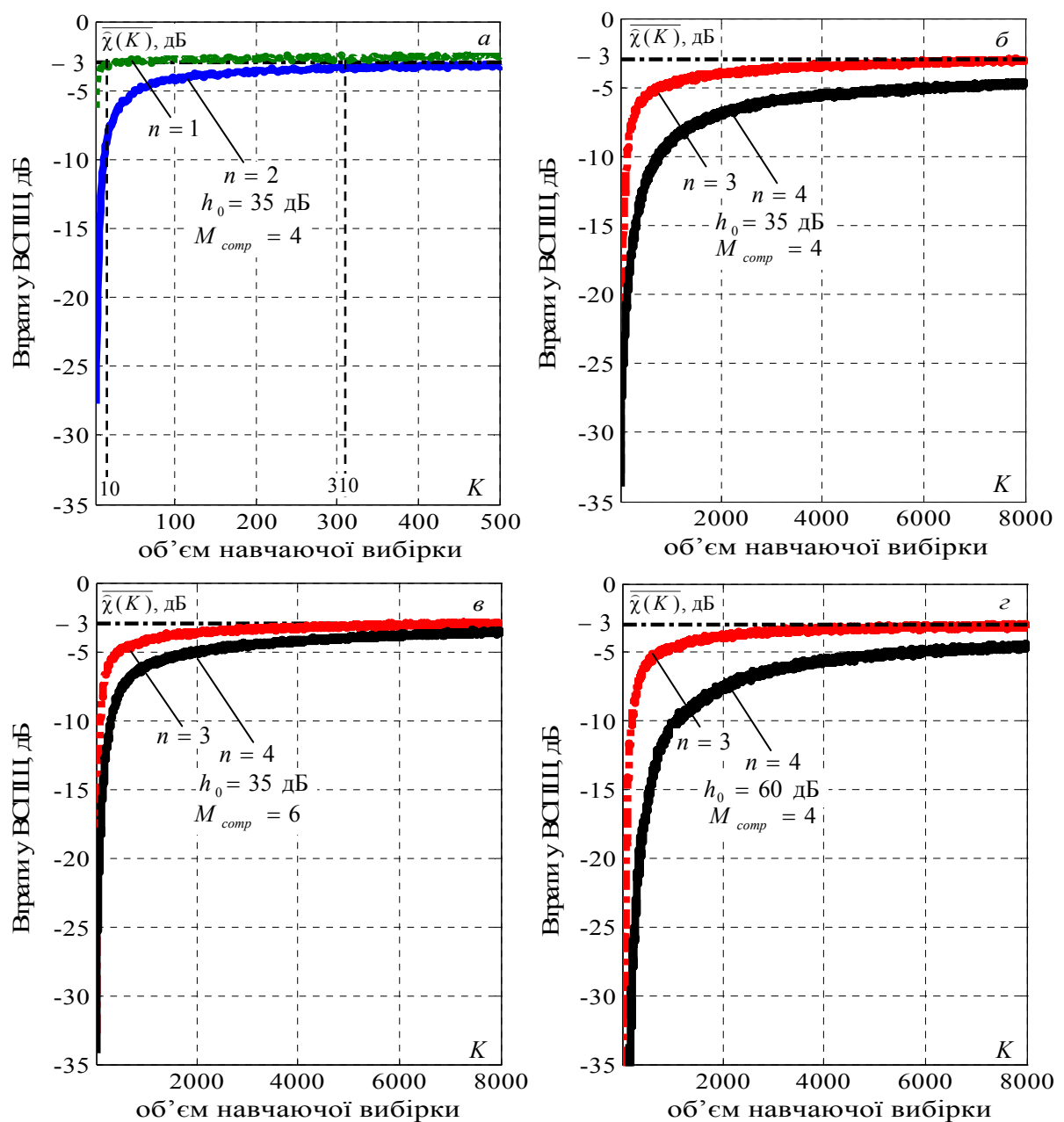


Рисунок 1.21 – Залежності втрат у ВСПШ $\overline{\hat{\chi}(K)}$ (у дБ) від об'єму навчаючої вибірки K для «градієнтного» АК

Результати рис. 1.21 повністю узгоджуються з результатами п. 1.1.2 про сильну залежність швидкодії кореляційного АК від характеру завадової обстановки, зокрема, від числа джерел ШП. Так, при $n = 1$ втрати в ВСПШ (рис. 1.21, *a*) не перевершують 3 дБ уже при $K = 10$ навчаючих вибірок. При $n = 2$ для доведення втрат до рівня 3 дБ об'єм вибірки повинен збільшитися до $K = 310$ (рис. 1.21, *a*), при $n = 3$ – до $K = 4000$ (рис. 1.21, *б-г*), а при $n = 4$ і 4-х компенсаційних каналів ефективність «градієнтного» АК практично не збільшується навіть при $K \geq 6000$ (рис. 1.21, *б, г*).

У реальній складній і динамічно мінливій обстановці вибірки такого об'єму з необхідними властивостями (1.9) звичайно недоступні.

1.5.2 Математичне моделювання квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі МП оцінки КМ ШП загального виду

Для квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі МП оцінки КМ ШП загального виду (1.8) на рис. 1.22 показані залежності середнього значення $\overline{\chi(K)}$ випадкових втрат від об'єму навчаючої вибірки K в різних завадових ситуаціях.

З наведеного рисунку видно, що швидкодія розглянутого алгоритму адаптації (об'єм вибірки, що забезпечує середні втрати $\overline{\chi(K)}$, які не перевищують 3 дБ) залишається незмінним (близьким до подвоєного числа адаптивно керованих каналів [2]) у всіх розглянутих ситуаціях, що відрізняються числом і інтенсивністю зовнішніх джерел завадових випромінювань. Тим самим усувається основний недолік кореляційного АК з градієнтним алгоритмом адаптації (рис. 1.3).

Особливість розглянутого алгоритму полягає в необхідності попередньо набрати вибірку об'єму $K \geq M_{comp}$, при якій стає оберненою побудована на її основі МП оцінка КМ ШП компенсаційних каналів, що запускає рекурентну процедуру адаптації. У розглянутих випадках малої кількості компенсаційних каналів цей недолік не є істотним, але при їх збільшенні (наприклад, при неідентичних каналах приймання або наявності джерела перешкоди в головному пелюстку ДС) може виявитися вкрай небажаним.

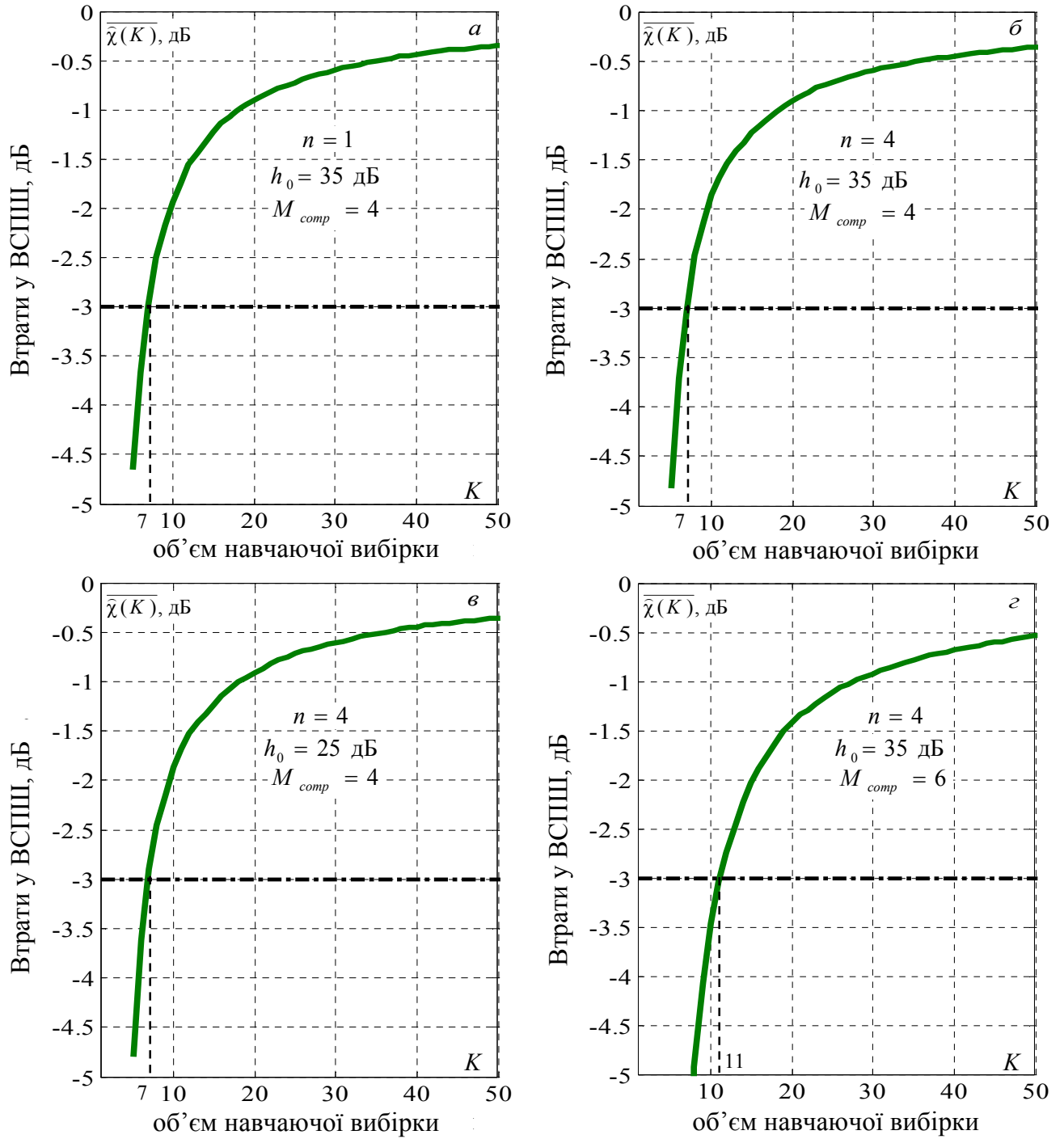


Рисунок 1.22 – Залежності втрат у ВСПШ $\overline{\chi(K)}$ (у дБ) від об'єму навчальної вибірки K для квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі МП оцінці КМ ШП загального виду

1.5.3 Математичне моделювання квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі регуляризованої МП оцінки КМ ШП загального виду

1.5.3.1 Для квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі діагонально регуляризованої МП оцінки КМ ШП загального виду (1.15) на рис. 1.23 показані залежності середнього значення $\overline{\chi(K)}$ випадкових втрат від об'єму навчаючої вибірки K в різних завадових ситуаціях (пунктирні лінії).

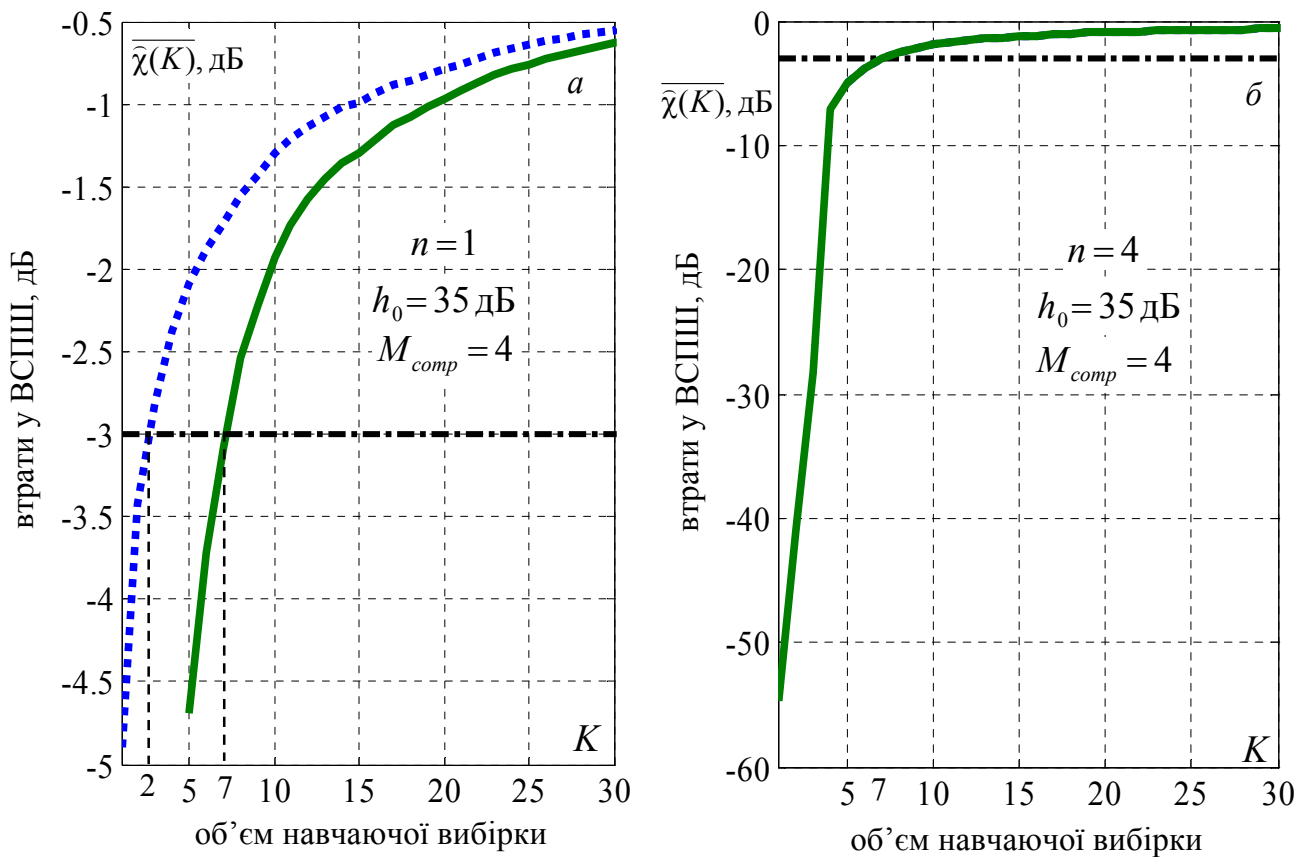


Рисунок 1.23 – Залежності втрат у ВСПШ $\overline{\chi(K)}$ (у дБ) від об'єму навчаючої вибірки K для квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі діагонально регуляризованої (пунктирні лінії) і нерегуляризованої (суцільні лінії) МП оцінки КМ ШП загального виду

Для порівняння суцільними лініями наведені залежності $\overline{\chi(K)}$ для його «нерегуляризованого» прототипу (1.8). Число джерел ШП $n = 4$, ВПШ в основному (сумарному) каналі АК $h_0 = 35$ дБ, число компенсаційних каналів $M_{comp} = 4$.

Як і випливає з теорії, для входу в зону "3 дБ втрат" регуляризованому алгоритму в умовах рис. 1.23, *а* ($n = 1$) потрібно $K \approx 2 \cdot n = 2$ навчаючих векторів, тоді як нерегуляризованому потрібно $K \approx 2 \cdot M_{comp} = 8$, тобто вчетверо більше. В умовах рис. 1.23, *б* ($n = 4$) вимоги до об'єму вибірки для них однакові (подвоєне число джерел дорівнює подвоєному числу компенсаційних каналів), у зв'язку із чим відповідні їм залежності в цих умовах практично зливаються).

1.5.3.2 Теоретичні достоїнства розглянутих квазіньютонівських алгоритмів адаптації з явним формуванням матриць, оберненим до використовуваних оцінок КМ перешкод, можуть не реалізуватися на практиці через їх сильну чутливість до точності обчислень [5, 20]. У реальних умовах кінцевої довжини розрядної сітки сигнальних процесорів або програмованих логічних інтегральних схем (ПЛВС) їх ефективність може бути помітно нижче, ніж показана кривими на рис. 1.21, 1.22, отриманими в експерименті при обчисленнях із практично необмеженою (подвійною) довжиною розрядної сітки в сучасному пакеті прикладних програм «Matlab».

Ці недоліки істотно послабляються при використанні адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ), які мають, крім того, цілий ряд важливих додаткових достоїнств.

1.5.4 Математичне моделювання адаптивної системи просторової обробки сигналів на фоні ШП на основі АРФ

1.5.4.1 АРФ (рис. 1.24) складається безпосередньо із решітчастого фільтра (РФ) (п. 1.3.2) і блоку оцінки його параметрів (БОП РФ).

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, що відображено на рис. 1.24 двосторонньою подвійною стрілкою. 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 $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1} = \hat{\mathbf{H}}^* \cdot \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{N}} \cdot \hat{\mathbf{N}}^*$, виконуючої функції

оберненої до використовуваної оцінки КМ (також не формованої явно), наприклад, до МП оцінки $\hat{\Phi}$ (1.8) КМ ШП або її діагонально – регуляризованому варіанту

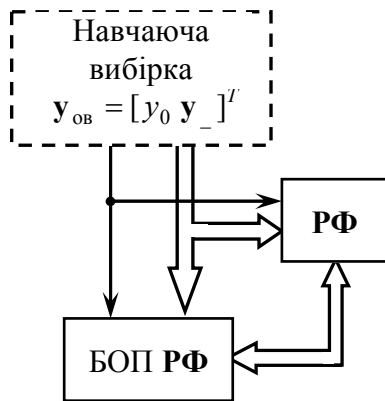


Рисунок 1.24 – Адаптивний
решітчастий фільтр

(1.15). У настроєному в такий спосіб адаптивному РФ (АРФ) можна формувати різні функції не формованої явно матриці $\hat{\Psi}$, що розв’язують різні задачі адаптивної обробки. Такими функціями можуть бути, зокрема, оцінний ваговий вектор $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$ і вагова сума $u_{\Sigma} = \mathbf{u}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}$ в цілому.

Експерименти на розробленій моделі 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 в пакеті прикладних програм «Matlab». У цьому випадку АРФ із відповідними алгоритмами настроювання в точності відтворюють, зокрема, наведені для квазіньютонівських алгоритмів адаптації залежності $\overline{\hat{\chi}(K)}$ рис. 1.22, 1.23.

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. 1.25 для $N_{comp} = 4$ компенсаційних каналів і $n = 4$ джерел перешкод у зоні бічних пелюстків ДН 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 в пакеті програм «Matlab».

Видно, що в цих умовах в алгоритмах з явно формованими 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 кри-

ві) 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. 1.25, а й близько 18 дБ в умовах рис. 1.25, б.

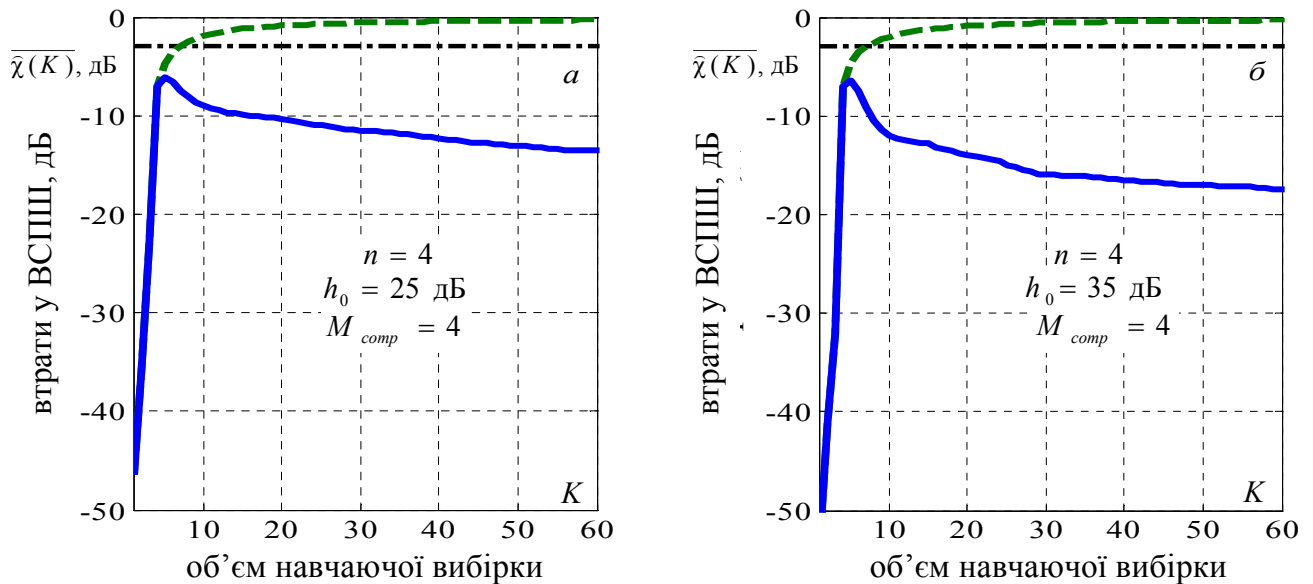


Рисунок 1.25 – Залежності втрат у ВСПШ $\bar{\chi}(K)$ (у дБ) від об'єму навчаючої вибірки K для квазіньютонівського алгоритму адаптації на основі діагонально регуляризованої МП оцінки КМ ШП (суцільні лінії) та АРФ (штрихові лінії)

1.5.4.2 По цій, а також цілому ряду інших причин, породжених достоїнствами й універсальністю АРФ, саме він може бути рекомендований як основу адаптивної системи просторової обробки сигналів на тлі власного шуму випромінювачів і шумових випромінювань зовнішніх джерел у розглянутій РЛС із двовимірною плоскою ФАР. Специфіка цієї ФАР, породжувана прямокутною (квадратною) формою апертури й еквідистантним розташуванням ідентичних випромінювачів уздовж головних осей, створює передумови для різкого підвищення ефективності (швидкодії) адаптивної обробки, для реалізації яких найбільше підходить АРФ [27–28, 39, 43].

На його основі може бути побудована й система пеленгації зовнішніх джерел шумових випромінювань, найбільше просто й ефективно реалізує сучасні відомі й нові "надрозділяючі" методи просторового спектрального аналізу, а також система міжперіодної обробки сигналів на тлі пасивних перешкод, що розв'язує задачі СРЦ [22–26, 31–36, 40, 41, 44].

1.6 Розроблення рекомендацій щодо побудови системи адаптивної просторової обробки з підвищеною ефективністю для захисту від завад РЛС із двомірною плоскою ФАР

На основі наведених вище теоретичних досліджень та результатів математичного моделювання сформулюємо основні рекомендації щодо побудови системи адаптивної просторової обробки з підвищеною ефективністю для захисту від шумових завад РЛС із двомірною плоскою ФАР.

1. Структуру та параметри компенсаційних каналів при дії ШП по бічним пелюсткам ДС ФАР рекомендується вибирати наступним чином:

- потрібно забезпечити рознос у просторі компенсаційних модулів, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах, подібно тому, як показано у варіантах 1 – 10, 13, 14 на рис. 1.6 і таблиці 3.1.
- при ідентичних приймальних каналах кількість компенсаційних модулів повинна бути не менше кількості джерел зовнішніх шумових випромінювань. Це потенційно забезпечить практично повне придушення зовнішніх перешкод і ефективність, близьку до потенційно можливої в їх відсутність.
- при неідентичних приймальних каналах для забезпечення ефективності обробки, близької до потенційної потрібно збільшити кількість компенсаційних модулів у 2 – 3 рази. У цьому випадку росте ймовірність того, що в збільшеному числі каналів з випадковими параметрами неідентичності знайдеться $m \geq n$ "гарних" імпульсних характеристик, необхідних для ефективною компенсації випромінювань n зовнішніх джерел ШП.

2. Алгоритм адаптивного захисту РЛС від завад необхідно будувати на основі оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці завад зі стрічково-діагональною її регуляризацією.

Регуляризована таким чином МП оцінка КМ завад забезпечить суттєве підвищення швидкодії адаптивного захисту у порівнянні з кореляційними автокомпенсаторами шумових перешкод з градієнтними алгоритмами настроювання та нерегуляризованими МП оцінка КМ завад.

Так, в кореляційному АК з градієнтним алгоритмом настроювання час перехідного процесу від початкового до сталого режиму залежить від ступеня складності перешкодової обстановки (кількості й розташування джерел перешкод, їх інтенсивності) і може бути неприпустимо великим. Останнє означає неможливість набрати навчаючу вибірку потрібного об'єму.

Основний недолік нерегуляризованої МП оцінки (1.8) полягає в неможливості адаптуватися на її основі до набору навчаючих вибірок об'єму $K \geq M$, а для того, щоб втрати ВСПШ не перевищили 3 дБ, потрібні вибірки приблизно вдвічі більшого об'єму ($K \geq 2 \cdot M - 3$). У широкому класі багатоканальних ($M \gg 1$) систем, що працюють у динамічно мінливій перешкодовій обстановці, вибірки із властивостями (1.9) такого об'єму можуть бути практично недоступними, так що ефективну адаптацію на основі цих оцінок можна забезпечити тільки у відносно малоканальних системах обробки й, як наслідок, тільки при малій кількості джерел ШП.

3. Як пристрої практичної реалізації алгоритму адаптивного захисту РЛС від завад на основі МП оцінки кореляційної матриці завад зі стрічково-діагональною її регуляризацією рекомендуються багатоступеневі адаптивні решітчасті фільтри.

Така рекомендація обумовлена наступним.

- При використанні одноступеневих адаптивних фільтрів теоретичні достоїнства алгоритмів адаптації, які засновані на явно обчислених оцінках кореляційної матриці завад, наприклад, (1.8), (1.15) можуть виявитися нереалізованими на практиці. Причиною може бути типова для реальних умов погана обумовленість цих явно сформованих оцінок, яка при неминуче кінцевій розрядності обчислень може приводити до великих помилок у значеннях елементів обернених матриць і, як наслідок, вагових векторів і вихідних ефектів у цілому. Обумовлене цим зниження ефективності адаптивної обробки може не тільки не компенсуватися, але навіть посилюватися збільшенням об'єму навчаючої вибірки. Цей недолік істотно послабляється при використанні АРФ.

- Додатковою перевагою АРФ в порівнянні з багатоступеневими адаптивними фільтрами іншої структури є простота використання для підвищення ефективності обробки апріорної інформації різного виду про специфіку структури каналів

приймання й, як наслідок, специфіку відповідних КМ (ермітова, персиметрична, тьоплицева). В адаптивних АРФ таке використання враховується простою модифікацією "базових" алгоритмів їх адаптивного настроювання [21], синтезованих для вхідних КМ загального виду (без явно вираженої специфіки).

- Комбінована стрічково-діагональна регуляризація МП оцінки КМ перешкод достатньо легко реалізується в АРФ. Так, діагональна регуляризація зводиться до використання (1.5) при настроюванні АРФ, а стрічкова регуляризація – до обмеження числа ступенів АРФ.

- Важливим достоїнством АРФ є їх універсальність. Вона полягає, по-перше, у використанні уніфікованої структурно-алгоритмічної основи, по-друге, у можливості практичного застосування АРФ у різних областях:

- для адаптивного захисту РЛС не тільки від шумових, але й пасивних і комбінованих перешкод;

- при пеленгації джерел випромінювань різного походження;

- при “надрозділяючому” просторово-часовому спектральному аналізі;

- при вимірюванні параметрів сигналів;

- при радіолокаційному розпізнаванні об'єктів.

- Системи адаптивної просторово-часової обробки на основі АРФ збільшують імовірність правильного виявлення об'єктів і точність вимірювання їх координат на фоні зовнішніх перешкод [37, 42], поліпшують роздільну здатність і точність спектрального аналізу [22–26, 32, 34], знижують вимоги до розрядності обчислень, прискорюють процес обчислень, забезпечують уніфікацію різних систем обробки.

Розроблені адаптивні системи на основі універсальних АРФ відповідають світовому рівню розвитку теорії й техніки адаптивної обробки сигналів на фоні перешкод, а за деякими характеристиками випереджають світові аналоги.

1.7 Розвиток засад загальної статистичної теорії антен

Метою підрозділу є завершення розпочатих у 2011-2012 рр. досліджень кореляційних характеристик поля антени з круглою апертурою, сфокусованою в зону Френеля при наявності в її апертурі фазових помилок поля.

Конкретно, треба було:

- дослідити кореляційні характеристики поля антени з круглою апертурою в фокальній площині при рознесенні точок спостереження по азимуту;
- дослідити ці ж самі характеристики вздовж фокальної осі антени;
- написати підсумковий звіт по кореляційним характеристикам антени з круглою апертурою, узагальнивши всі результати їх досліджень.

Цей звіт, який містить в собі також математичний додаток, дано в підрозділі 1.8.

Значні зусилля були також спрямовані на переклад на англійську мову трьох статей по середнім, флуктуаційним і кореляційним характеристикам поля антени з круглою апертурою для їх публікації за кордоном. Ця робота також була завершена. Таким чином, комплексне дослідження по статистиці поля антени з круглою апертурою цілком завершено.

1.8 Підсумкові результати комплексного дослідження по статистиці поля антени з круглою апертурою «Кореляційні характеристики поля антени з круглою апертурою, сфокусованої в зону Френеля при наявності фазових помилок поля в апертурі»

1.8.1 Початкові співвідношення

Розглянемо плоску синфазну рівномірно збуджену круглу апертуру радіусу R , сфокусовану в зону Френеля. Поле даної антени в наближенні Френеля з точністю

до неістотного множника $(ikE_A\pi e^{-ikr}/8)$, де E_A – амплітуда поля на апертурі, $k = 2\pi/\lambda$, можливо представити у вигляді [45]:

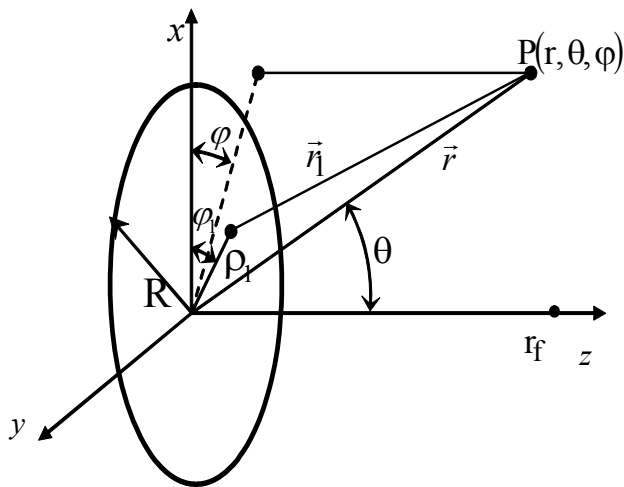


Рисунок 1.26 – Зв'язок змінних з реальними координатами

$$E_0(\zeta, \psi) = \frac{2}{\chi_0} \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_0(u\psi) u du, \quad (1.117)$$

Безрозмірні змінні ψ, u та ζ , що входять в (1.117), пов'язані з реальними координатами системи (див. рис.1) наступними співвідношеннями: $\psi = kR \sin \theta$, $u = \rho_1 / R$,

$$\text{і } \zeta = \frac{\pi}{16\chi_0} \left(1 - \frac{\chi_0}{\chi} \right), \chi = r / r_{\text{дз}}, \text{ де } r_{\text{дз}} = 8R^2/\lambda$$

– відстань до границі далекої зони, $\chi_0 = r_f / r_{\text{дз}}$, де r_f – фокусна відстань.

Надалі множник $1/\chi$ у виразі (1.117) можна відкинути, тому що при відшуканні коефіцієнтів кореляції поля (нормованих кореляційних функцій) цей множник зникає. Відповідно, далі замість виразу (1.117) для поля будемо використовувати вираз

$$E_0(\zeta, \psi) = 2 \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_0(u\psi) u du. \quad (1.118)$$

Якщо на апертурі є фазові флуктуації $\Phi(u, \varphi_1)$, то замість (1.118) для поля окремої реалізації маємо [46]

$$E(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{\pi} \int_S e^{i\Phi(u, \varphi_1)} e^{i2\zeta u^2} e^{iu\psi \cos(\varphi - \varphi_1)} ds. \quad (1.119)$$

Будемо вважати, що функція $\Phi(u, \varphi_1)$ є нормальною однорідною по розкриттю випадковою функцією з нульовим середнім значенням, дисперсією $\overline{\Phi^2(u, \varphi_1)} = \sigma^2(u, \varphi_1) = \alpha = \text{const}$ і коефіцієнтом кореляції гаусового виду

$$r = \frac{\overline{\Phi(u, \varphi_1) \cdot \Phi(u', \varphi'_1)}}{\alpha} = e^{-\frac{u^2 + u'^2 - 2uu' \cos(\varphi_1 - \varphi'_1)}{c^2}}, \quad (1.120)$$

де чисельник дробу в показнику експоненти – це квадрат відстані між точками з координатами u, φ_1 та u', φ'_1 , а знаменник – квадрат радіусу кореляції c у відносних

одиницях, пов'язаний з радіусом кореляції фазових флуктуацій ρ_0 співвідношенням $c = \rho_0 / R$.

Тоді, усереднюючи співвідношення (3), отримуємо [46]:

$$\overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} = e^{-\frac{\alpha}{2}} E_0(\zeta, \psi), \quad (1.121)$$

Співвідношення (1.119) та (1.120) є початковими для визначення кореляційних характеристик поля антени з круглою апертурою.

Флуктуації поля

$$\begin{aligned} \delta E(\zeta, \psi, \varphi) &= E(\zeta, \psi, \varphi) - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^1 e^{i[2\zeta u^2 + u\psi \cos(\varphi - \varphi_1)]} \left[e^{i\Phi(u, \varphi_1)} - e^{-\frac{\alpha}{2}} \right] d\varphi_1 u du = A(\zeta, \psi, \varphi) + iB(\zeta, \psi, \varphi), \end{aligned} \quad (1.122)$$

(де $A(\zeta, \psi, \varphi) = \text{Re } \delta E(\zeta, \psi, \varphi)$, $B(\zeta, \psi, \varphi) = \text{Im } \delta E(\zeta, \psi, \varphi)$);

характеризуються кореляційною функцією K_1

$$\begin{aligned} K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) &= \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \\ &= \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \overline{E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}, \end{aligned} \quad (1.123)$$

де $*$ – знак комплексного спряження.

Значення функції $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ при $\zeta_1 = \zeta, \psi_1 = \psi, \varphi_1 = \varphi$ визначає дисперсію флуктуацій комплексного поля:

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi) = \overline{|\delta E(\zeta, \psi, \varphi)|^2} = \overline{|E(\zeta, \psi, \varphi)|^2} - \left| \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \right|^2 \quad (1.124)$$

де перший доданок є середня інтенсивність поля, а другий – квадрат модуля середнього поля.

Функція $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ є початковою при вивченні кореляцій комплексного поля. При вивченні кореляційних характеристик амплітуди і фази поля поряд з функцією $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ буде потрібна також допоміжна функція $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, яка визначається співвідношенням

$$\begin{aligned} K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) &= \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \\ &= \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \overline{E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}. \end{aligned} \quad (1.125)$$

Величини $\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}$ та $\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}$, що входять у (1.123) і (1.125), при прийнятій в даній роботі статистиці фазових флуктуацій описуються виразами:

$$\begin{aligned} \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \\ = e^{-\alpha} \left\{ E_0(\zeta, \psi) E_0^*(\zeta_1, \psi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \right\}, \end{aligned} \quad (1.126)$$

$$\begin{aligned} \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \\ = e^{-\alpha} \left\{ E_0(\zeta, \psi) E_0(\zeta_1, \psi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \right\}. \end{aligned} \quad (1.127)$$

Тут $c_n = c/\sqrt{n}$, $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_1$ і, згідно з формулою (П1.7) Додатку 1,

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) S_m^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1), \quad (1.128)$$

де

$$S_m^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 du du_1.$$

Підставляючи (1.126), (1.127) в (1.123), (1.125) і враховуючи (1.121), отримаємо:

$$K_{1,2}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = e^{-\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\pm 1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \quad (1.129)$$

Тому що, згідно з (1.123), (1.125) та (1.122),

$$K_1 = \overline{(A + iB) \cdot (A_1 + iB_1)^*} = (K_{AA_1} + K_{BB_1}) + i(K_{BA_1} - K_{AB_1}),$$

та

$$K_2 = \overline{(A + iB) \cdot (A_1 + iB_1)} = (K_{AA_1} + K_{BB_1}) + i(K_{BA_1} + K_{AB_1}),$$

кореляційні функції реальної та уявної частин флуктуацій поля $K_{AA_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, $K_{BB_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ і взаємні кореляційні функції $K_{AB_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, $K_{BA_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ виражаються через введені функції $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ і $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ наступним чином:

$$K_{AA_1, BB_1} = \frac{Re K_1 \pm Re K_2}{2}, \quad K_{BA_1, AB_1} = \frac{Im K_2 \pm Im K_1}{2}. \quad (1.130)$$

Отримані співвідношення правдиві при будь-яких значеннях дисперсії α і радіуса кореляції s фазових флуктуацій в апертурі.

1.8.2 Кореляція флуктуацій комплексного поля

В загальному випадку кореляція флуктуацій комплексного поля описується співвідношенням (1.124) для функції $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$.

Коефіцієнт кореляції флуктуацій комплексного поля (ККФП) дорівнює

$$R(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{K_1(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sigma(\zeta, \psi)\sigma(\zeta_1, \psi_1)}, \quad (1.131)$$

де

$$\sigma(\zeta, \psi) = \sqrt{K_1(\zeta, \psi, \zeta, \psi, \Delta\varphi = 0)}.$$

Обмежимося далі розгляданням двох найбільш інтересних окремих випадків: точки спостереження належать фокальній сфері та фокальній осі.

1.8.2.1 Розглянемо кореляцію флуктуацій комплексного поля на фокальній сфері. Для точок на фокальній сфері ($\zeta = \zeta_1 = 0$) поперечні кореляційні функції будемо записувати з верхнім індексом “ $\perp$ ” – наприклад, $K_1^\perp, R^\perp$.

Припускаючи, що $\zeta = \zeta_1 = 0$, на підставі (1.129) маємо

$$K_1^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = e^{-\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi), \quad (1.132)$$

де $T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ визначається виразом (П1.8).

Відповідно,

$$R^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) / \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi, 0) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi_1, \psi_1, 0)}, \quad (1.133)$$

Як видно з (1.133), поперечний ККФП залежить від ψ та ψ_1 для двох точок на фокальній сфері та різниці їх азимутальних кутів $\Delta\varphi$. Вивчення кореляційних властивостей флуктуацій поля на фокальній сфері в загальному випадку, при різних значеннях ψ , ψ_1 та $\Delta\varphi$, є достатньо громіздким і до того ж із результатами, що погано інтерпретуються. Найцікавішим уявляється вивчення кореляції флуктуацій поля по

ψ і $\Delta\varphi$ порізно, вважаючи при цьому, відповідно, $\Delta\varphi$ та ψ фіксованими. Відповідні коефіцієнти кореляції позначатимемо як $R_{\psi}^{\perp}$ і $R_{\Delta\varphi}^{\perp}$.

Аналіз $R_{\psi}^{\perp}$ при $\Delta\varphi = 0$.

При $\Delta\varphi = 0$ точки спостереження лежать у півплощині $\varphi = \text{const}$.

Флуктуації фази на апертурі малі ($\alpha \ll 1$). В цьому випадку, при з'ясовуванні характеру змінення коефіцієнту кореляції по мірі змінення параметра c , в чисельнику і знаменнику формули (1.133) достатньо обмежитися членами першого порядку малості по α . Тоді маємо:

$$R_{\psi}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0) / \left[T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, 0) T_1^{(1)}(c, \psi_1, \psi_1, 0) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (1.134)$$

При $c \ll 1$, враховуючи, що функція $T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ визначається виразом (П1.14)

$$T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0) = 2c^2 J_1(\psi - \psi_1) / (\psi - \psi_1),$$

отримуємо

$$R_{\psi}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = 2 J_1(\psi - \psi_1) / (\psi - \psi_1). \quad (1.135)$$

Із (1.135) випливає, що при малих c поперечний ККФП, з точністю до величин порядку c^2 не залежить від радіусу кореляції фазових флуктуацій на апертурі.

При $c \gg 1$ в (1.134) необхідно підставити $T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0)$, яке визначається формулою (П1.19),

$$T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0) = 4 \frac{J_1(\psi) J_1(\psi_1)}{\psi \psi_1} \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} - \frac{2 J_2(\psi) J_2(\psi_1)}{J_1(\psi) J_1(\psi_1)} \right] \right\}.$$

Відповідно,

$$R_{\psi}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = \frac{1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} - \frac{2 J_2(\psi) J_2(\psi_1)}{J_1(\psi) J_1(\psi_1)} \right]}{\left\{ 1 - \frac{2}{c^2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} - \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)} - \frac{J_2^2(\psi_1)}{J_1^2(\psi_1)} \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \text{sign}[J_1(\psi) J_1(\psi_1)]. \quad (1.136)$$

Результати розрахунку величини $R_{\psi}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0)$ по (18) для ряду значень параметру c показані на рис.1.27,а. На рис. 1.27,б приведені аналогічні криві для лінійної випромінюючої системи (ЛИС), побудовані по співвідношенням з [47]. При $c \ll 1$ (суцільна крива) кутовий інтервал кореляції комплексного поля дорівнює

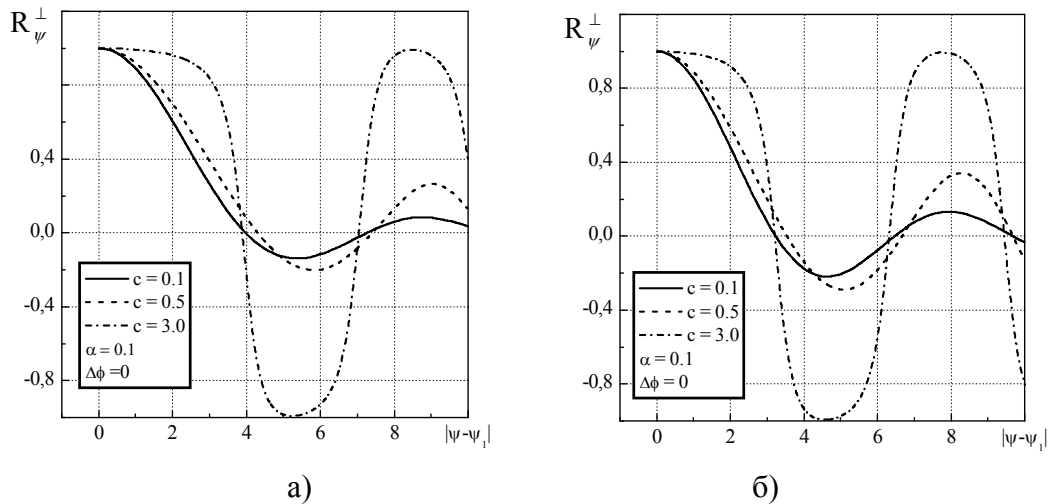


Рисунок 1.27 – Поперечний ККФП при малих α і різних значеннях c : а – на фокальній сфері круглої апертури, б – в далекій зоні ЛИС.

приблизно 3,3. Те, що при малих c поле розподілено по нормальному закону, означає, що поля в точках, рознесених по ψ більше ніж на 3,3, незалежні. Видно далі, що вже при значеннях c порядку трьох ситуація близька до випадку детермінованої антени. При будь-якому значенні $|\psi - \psi_1|$ коефіцієнт кореляції по модулю близький до одиниці, змінюючи знак при зміні $|\psi - \psi_1|$ на величину порядку $3,3^1$. Картина, показана на рисунку 1.27,а, якісно властива також й лінійній випромінюючій системі (див. рис. 1.27,б). При цьому, випадку $c \ll 1$ (суцільна крива) відповідає функція $\sin \psi / \psi$, де $\psi = (kL / 2) \sin \theta$ та L – довжина ЛВС, а θ – кут, який відлічують від нормалі до осі антени.

Флуктуації фази на апертурі великі ($\alpha \gg 1$). В цьому випадку, згідно з (П2.5),

$$K_1^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = T_1^{(1)}(c_{\alpha}, \psi, \psi_1, 0), \quad (1.137)$$

¹ Як відомо, картина поля на фокальній сфері сфокусованої антени подібна картині поля в далекій зоні звичайної (несфокусованої) антени. Ширина головної пелюстки ДС антени з круглою апертурою в одиницях ψ складає $\gg 3,3$. Відповідно, результати рис. 1.27,а вказують на те, що при малих c поля в суміжних пелюстках ДС антени з круглою апертурою незалежні, а вже при c порядку трьох при будь-якому рознесенні точок спостереження ККФП по модулю близький до одиниці, змінюючи знак при переході від однієї пелюстки ДС до другої.

де $c_\alpha = c/\sqrt{\alpha}$.

Враховуючи (1.137), від виразу (1.131) прийдемо до співвідношення типу (1.134) з заміною в ньому величини c на c_α . Відповідно при $c \ll 1$ та при $c \gg 1$ маємо співвідношення (1.135) і (1.136) з цією ж заміною c на c_α .

Радіус кореляції малий. При $c \ll 1$, підставляючи (П1.14) в (1.133), отримаємо для коефіцієнту кореляції $R_\psi^\perp(\psi, \psi_1, 0)$ наступний вираз:

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi_1, 0) = 2J_1(\psi - \psi_1)/(\psi - \psi_1).$$

Таким чином, при малих c поперечний ККФП описується виразом, співпадаючим з (1.135), і суцільною кривою на рис. 1.27,а та не залежить від величини дисперсії фазових флуктуацій на апертурі.

Аналіз $R_\psi^\perp$ в симетричних точках ($\Delta\varphi = \pi$)

Симетричні точки на фокальній сфері визначаються умовами $\psi = \psi_1$ і $\Delta\varphi = \pi$.

При цих умовах з виразу (1.133) знаходимо

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, \pi) / \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, 0). \quad (1.138)$$

Співвідношення (1.138) визначає ККФП в симетричних точках при будь-яких значеннях дисперсії α і радіусу кореляції c флуктуацій фази на апертурі.

Флуктуації фази на апертурі малі ($\alpha \ll 1$). З точністю до членів першого порядку малості по α із (1.138) маємо

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \pi) / T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, 0) \quad (1.139)$$

Використовуючи далі (П1.14) та (П1.19), із (1.139) отримаємо:

при $c \ll 1$

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = J_1(2\psi)/\psi, \quad (1.140)$$

при $c \gg 1$

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} + 2 \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)} \right] \right\} / \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - 2 \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)} \right] \right\}. \quad (1.141)$$

Співвідношення (1.141) співпадає з (1.135), якщо врахувати, що для симетрично розташованих точок величина 2ψ відіграє роль величини $|\psi - \psi_1|$ для випадку, коли точки спостереження розташовані в півплощині $\varphi = \text{const}$.

На рис. 1.28,а показані побудовані по формулі (1.139) залежності ККФП від величини 2ψ при малих флуктуаціях фази на апертурі. Аналогічні криві для ЛВС в далекій зоні, побудовані по співвідношенням з [47], показані на рис. 1.28,б.

З порівняння рис. 1.27,а і 1.28,а випливає, що при малих радіусах кореляції,

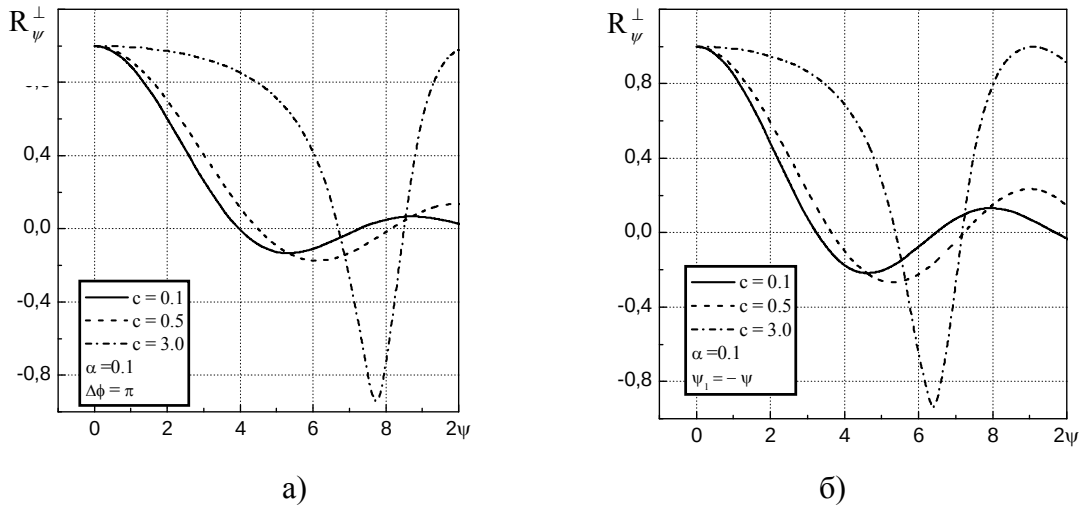


Рисунок 1.28 – Поперечний ККФП в симетричних точках при малих α і різних радіусах кореляції c : а – на фокальній сфері круглої апертури, б – в далекій зоні ЛІС.

аж до $c = 0,5$, кореляційний інтервал практично не залежить від того, чи лежать точки спостереження в одній площині по φ ($\Delta\varphi = 0$), чи вони розташовані симетрично ($\Delta\varphi = \pi$) (див. також (1.135) і (1.140)). Зі збільшенням c в обох випадках інтервал кореляції росте. Подібне трапляється і для ЛВС (рис. 1.27,б і 1.28,б).

Флуктуації фази на апертурі великі ($\alpha \gg 1$). Згідно з (П2.5) при $\zeta = \zeta_1 = 0$ і $\Delta\varphi = \pi$

$$K_1^\perp(\psi, \psi_1, \pi) = T_1^{(1)}(c_\alpha, \psi, \psi_1, \pi)$$

і ККФП при довільних радіусах кореляції описується виразом (1.139), а при $c_\alpha \ll 1$ и $c_\alpha \gg 1$ – співвідношеннями (1.140) і (1.141) відповідно, с заміною c на c_α .

Радіус кореляції малий. При малих радіусах кореляції ($c \ll 1$) та довільних значеннях дисперсії α з (1.139) і (П1.14) для ККФП отримаємо вираз

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = J_1(2\psi)/\psi,$$

співпадаючий з (1.140), з якого випливає, що коефіцієнт кореляції при малих c не залежить від α .

Аналіз $R_{\Delta\phi}^{\perp}$ (кореляція поля по азимуту при $\psi = \psi_1$)

При $\psi = \psi_1$ на підставі (1.133) маємо:

$$R_{\Delta\phi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\phi) / \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, 0), \quad (1.142)$$

де $T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\phi)$ визначається формулою (П1.8).

Флуктуації фази на апертурі малі ($\alpha \ll 1$). В цьому випадку в (1.142) достатньо обмежитися доданками з $n = 1$. Відповідно, маємо

$$R_{\Delta\phi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\phi) = T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\phi) / T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, 0) \quad (1.143)$$

Враховуючи (П1.14) і (П1.19), для малих і великих значень радіусів кореляції фазових помилок на апертурі отримаємо наступні вирази:

для $c \ll 1$

$$R_{\Delta\phi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\phi) = \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) \cos(m\Delta\phi) [J_m^2(\psi) - J_{m-1}(\psi)J_{m+1}(\psi)], \quad (1.144)$$

для $c \gg 1$

$$R_{\Delta\phi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\phi) = \frac{\left[1 - \frac{1}{c^2} \left(1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} \right) \right] + \frac{2}{c^2} \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)} \cos(\Delta\phi)}{\left[1 - \frac{1}{c^2} \left(1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} \right) \right] + \frac{2}{c^2} \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)}}. \quad (1.145)$$

На рис.1.29 показані криві $R_{\Delta\phi}^{\perp}$ при $c = 0.1, 3.0$ для ряду значень ψ (значення $\psi = 2.0$ приблизно відповідає координаті $0.5|E_0|_{\max}^2$ кутового розподілу (по ψ) інте-

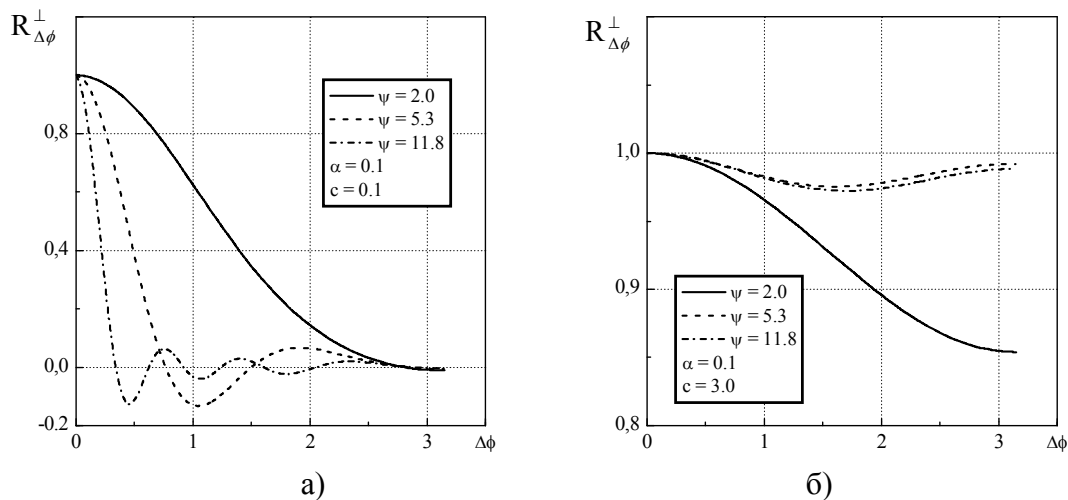


Рисунок 1.29 – Залежність поперечного ККФП від азимутального рознесення точок при різних значеннях кута ψ та для різних c : а – $c = 0.1$, б – $c = 3.0$.

нсивності незбудженого поля на фокальній сфері, а значення $\psi = 5,3$ й $11,8$ – максимумам першого і третього бокових пелюсток цього розподілу).

З рис. 1.29 видно, що при порівняно невеликих ψ ($\psi \leq 2.0$) ККФП є монотонно спадною функцією незалежно від величини c . Зі збільшенням ψ при фіксованому $\Delta\varphi$ росте відстань між точками спостереження, що спричиняє при малих c з'явлення осциляцій ККФП і збільшення їх кількості (пунктирна і штрих-пунктирна криві на рис. 1.29,б). Збільшення радіусу кореляції c веде до згладжування осциляцій ККФП (рис. 1.29,б).

Флуктуації фази на апертурі великі ($\alpha > 1$). Відповідно до (П2.5),

$$K_1^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) = T_1^{(1)}(c_\alpha, \psi, \psi, \Delta\varphi)$$

і коефіцієнт кореляції при $c \ll 1$ і $c \gg 1$ описується співвідношеннями (1.144) та (1.145) і кривими, приведеними на рис. 1.29 із заміною c на c_α .

Радіус кореляції малий ($c \ll 1$). У цьому випадку коефіцієнт кореляції флуктуацій комплексного поля визначається виразом (1.144) і не залежить від рівню фазових флуктуацій на апертурі.

1.8.2.2 Розглянемо тепер кореляцію флуктуацій комплексного поля на фокальній осі. Для точок на фокальній осі кореляційні функції будемо записувати з верхнім індексом “||” – наприклад, $K_1^||, R^||$.

Припускаючи, що $\psi = \psi_1 = 0$, з (1.131) та (1.1129) для подовжнього ККФП маємо:

$$R^||(\zeta, \zeta_1) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \zeta_1) \left/ \left[\sum_{n,m=1}^{\infty} \frac{\alpha^{n+m}}{n!m!} T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \zeta) T_m^{(1)}(c_n, \zeta_1, \zeta_1) \right] \right|^{\frac{1}{2}}, \quad (1.146)$$

де $T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \zeta_1)$ в загальному випадку визначається виразом (П1. 20)

Як і для поперечних коефіцієнтів кореляції, будемо розглядати далі ряд окремих випадків: а) флуктуації фази на апертурі малі, б) флуктуації фази великі та в) радіус кореляції флуктуацій фази малий.

Флуктуації фази на апертурі малі ($\alpha \ll 1$). При малих флуктуаціях, обмежившись в (1.146) членами першого порядку малості по α , отримуємо:

$$R^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = T_1^{(1)}(c, \zeta, \zeta_1) / \left[T_1^{(1)}(c, \zeta, \zeta) T_1^{(1)}(c, \zeta_1, \zeta_1) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (1.147)$$

Розглянемо далі випадки малих ($c \ll 1$) і великих ($c \gg 1$) радіусів кореляцій.

При $c \ll 1$, згідно з (П1.21), функція $T_1^{(1)}(c, \zeta, \zeta_1)$ з точністю до c_n^2 має вигляд:

$$T_1^{(1)}(c, \zeta, \zeta_1) = c^2 e^{i(\zeta - \zeta_1)} \left[\sin(\zeta - \zeta_1) / (\zeta - \zeta_1) \right]. \quad (1.148)$$

Підставивши (1.148) в (1.147), отримаємо для подовжнього ККФП наступний вираз:

$$R^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = e^{i(\zeta - \zeta_1)} \left[\sin(\zeta - \zeta_1) / (\zeta - \zeta_1) \right]. \quad (1.149)$$

При $c \gg 1$ згідно з (П1.22), з точністю до членів $1/c^2$, маємо:

$$T_1^{(1)}(c, \zeta, \zeta_1) = \left(1 - \frac{1}{c^2} \right) \frac{\sin \zeta \cdot \sin \zeta_1}{\zeta \zeta_1} e^{i(\zeta - \zeta_1)}. \quad (1.150)$$

При цьому подовжній коефіцієнт кореляції комплексного поля на фокальній осі приймає вигляд:

$$R^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = e^{i(\zeta - \zeta_1)} \text{sign}(\sin \zeta \sin \zeta_1 / \zeta \zeta_1). \quad (1.151)$$

На рис.1.30 приведені розраховані по (1.147) графіки модулю подовжнього коефіцієнту кореляції комплексного поля для ряду значень c при $\alpha = 0,1$.

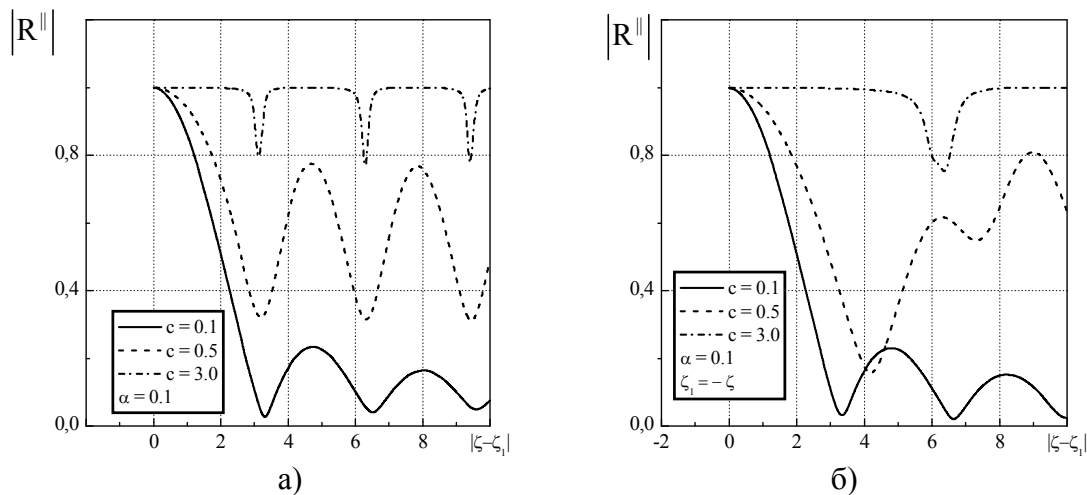


Рис. 1.30 – Модуль подовжнього ККФП при малих α і для різних значень c : а – точки спостереження з однієї сторони фокусу, б – точки симетричні відносно фокусу

Видно, що для $c \ll 1$ при відстані між точками ζ і ζ_1 більшій, ніж $\approx 2,5(0,8\pi)$ (суцільні криві на рис. 1.30), кореляційна функція мала ($|R^{\parallel}| \leq 0.2$) і флуктуації поля в них можливо вважати практично некорельованими.

Флуктуації великі ($\alpha \gg 1$). В цьому випадку, згідно з (П2.5),

$$K_1^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = T_1^{(1)}(c_\alpha, \zeta, \zeta_1),$$

і ККФП при довільних c описується виразом (31) та кривими на рис. 1.30 із заміною c на c_α . При $c_\alpha \ll 1$ і $c_\alpha \gg 1$ при розрахунку можна скористатися виразами (1.149) і (1.151), відповідно.

Радіуси кореляції малі. При $c \ll 1$ функція $T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \zeta_1)$ з точністю до c_n^2 визначається формулою (П1.21), а подовжній ККФП при довільному рівні флуктуацій фази на апертурі описується співвідношенням (1.149). Таким чином, при малих c , подовжній ККФП $R^{\parallel}(\zeta, \zeta_1)$, так само як і поперечний, не залежить від дисперсії флуктуацій фази поля на апертурі.

1.8.3 Кореляція амплітуд і фаз поля

При вивченні цього питання обмежимося випадком малих фазових флуктуацій в апертурі ($\alpha \ll 1$). При цьому флуктуації амплітуди δP і фази $\delta \Psi$ комплексного поля сфокусованої в зону Френеля круглої апертури у припущенні, що $|E_0(\zeta, \psi)| \gg \delta P(\zeta, \psi)$, описуються наступними виразами [46]:

$$\delta P(\zeta, \psi, \varphi) = \cos \Psi_0 \operatorname{Re}(\delta E) + \sin \Psi_0 \operatorname{Im}(\delta E), \quad (1.152)$$

$$\delta \Psi(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{|E_0(\psi, \zeta)|} [\cos \Psi_0 \operatorname{Im}(\delta E) - \sin \Psi_0 \operatorname{Re}(\delta E)], \quad (1.153)$$

де величини з нижнім нульовим індексом відносяться до випадку, коли флуктуації фази на апертурі відсутні.

Введемо величини $C_0(\zeta, \psi) = \operatorname{Re} E_0(\zeta, \psi)$, $D_0(\zeta, \psi) = \operatorname{Im} E_0(\zeta, \psi)$ і врахуємо, що $\cos \Psi_0 = C_0(\zeta, \psi) / |E_0(\zeta, \psi)|$, $\sin \Psi_0 = D_0(\zeta, \psi) / |E_0(\zeta, \psi)|$. Тоді, враховуючи (1.122), отримуємо

$$\delta P(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)|} [C_0(\zeta, \psi) A(\zeta, \psi, \varphi) + D_0(\zeta, \psi) B(\zeta, \psi, \varphi)],$$

$$\delta\Psi(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)|^2} [C_0(\zeta, \psi)B(\zeta, \psi, \varphi) - D_0(\zeta, \psi)A(\zeta, \psi, \varphi)].$$

Кореляційні функції флуктуацій амплітуди K_{PP_1} , фази $K_{\Psi\Psi_1}$ та їх взаємні кореляційні функції $K_{P\Psi_1}$ та $K_{\Psi P_1}$ запишуться наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} & K_{PP_1}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \\ & |E_0(\zeta, \psi)| |E_0(\zeta_1, \psi_1)| K_{\Psi\Psi_1}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \end{aligned} \right\} = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)| |E_0(\zeta_1, \psi_1)|} \times \quad (1.154)$$

$$\times [C_0 C_{01} K_{AA_1, BB_1} + D_0 D_{01} K_{BB_1, AA_1} \pm C_0 D_{01} K_{AB_1, BA_1} \pm D_0 C_{01} K_{BA_1, AB_1}]$$

$$K_{P\Psi_1, \Psi P_1}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)| |E_0(\zeta_1, \psi_1)|^2} \times \quad (1.155)$$

$$\times [C_0 C_{01} K_{AB_1, BA_1} - D_0 D_{01} K_{BA_1, AB_1} \mp C_0 D_{01} K_{AA_1, BB_1} \pm D_0 C_{01} K_{BB_1, AA_1}]$$

де K_{AA_1, BB_1} и K_{AB_1, BA_1} визначені співвідношенням (1.130).

Коефіцієнт кореляції флуктуацій амплітуди (ККФА) R_{PP_1} і фази (ККФФ) $R_{\Psi\Psi_1}$, а також коефіцієнти взаємної кореляції $R_{P\Psi_1}$, $R_{\Psi P_1}$ визначаються виразами:

$$R_{PP_1, \Psi\Psi_1}(\zeta, \psi; \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{K_{PP_1, \Psi\Psi_1}(\zeta, \psi; \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sigma_{P, \Psi}(\zeta, \psi) \sigma_{P_1, \Psi_1}(\zeta_1, \psi_1)}, \quad (1.156)$$

$$R_{P\Psi_1, \Psi P_1}(\zeta, \psi; \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{K_{P\Psi_1, \Psi P_1}(\zeta, \psi; \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sigma_{P, \Psi}(\zeta, \psi) \sigma_{\Psi_1, P_1}(\zeta_1, \psi_1)}, \quad (1.157)$$

1.8.3.1 Розглянемо далі окремі випадки, коли точки спостереження знаходяться на фокальній сфері та на фокальній осі.

Кореляція амплітуд і фаз поля на фокальній сфері.

На фокальній сфері $\zeta = \zeta_1 = 0$. Згідно з (1.118), $E_0(0, \psi) = 2J_1(\psi)/\psi$, $C_0(0, \psi) = 2J_1(\psi)/\psi$, $D_0(0, \psi) = 0$ та, відповідно, $\Psi_0(\psi)$ дорівнює 0 або π .

З (1.130), враховуючи, що на основі (1.129) і (П1. 8) для точок на фокальній сфері при малих флуктуаціях $K_{1,2}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \pm \alpha T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ є дійсними функціями, отримаємо:

$$K_{AA_1, BB_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{1}{2} [K_1^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \pm K_2^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi)], \quad (1.158)$$

$$K_{AB_1,BA_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 0.$$

Для кореляційних и взаємних кореляційних функцій амплітуди і фази з (1.154), (1.155) і (1.158) маємо:

$$\left\{ \frac{8J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} K_{PP_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \right\} = \alpha \left[T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) \mp T_1^{(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) \right] \text{sign}[J_1(\psi)J_1(\psi_1)], \quad (1.159)$$

$$K_{PP_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = K_{\psi\psi_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 0. \quad (1.160)$$

З (1.160) випливає, що на фокальній сфері флуктуації амплітуд і фаз не корельовані. Подібне має місце й для ЛВС [3] в далекій зоні.

Аналіз $R_{PP,\psi}^{\perp}$ и $R_{\psi\psi,\psi}^{\perp}$ при $\Delta\varphi = 0$

Для точок спостереження, що лежать у площині $\varphi = \text{const}$, з урахуванням того, що $\Delta\varphi = 0$, для довільних c $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ визначено виразом (П1.8).

З'ясуємо характер змінення коефіцієнтів кореляцій амплітуди і фази по мірі змінення параметру c .

При $c \ll 1$, враховуючи (П1.14) для $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$, з (1.156) і (1.159) маємо:

$$R_{PP_1,\psi\psi_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = 2 \frac{\frac{J_1(\psi - \psi_1)}{\psi - \psi_1} \mp \frac{J_1(\psi + \psi_1)}{\psi + \psi_1}}{\sqrt{1 \mp J_1(2\psi)/\psi} \sqrt{1 \mp J_1(2\psi_1)/\psi_1}} \text{sign}[J_1(\psi)J_1(\psi_1)], \quad (1.161)$$

при $c \gg 1$ функція $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ описується формулою (П1.19) при $n = 1$ і, відповідно, для ККФА и ККФФ отримуємо:

$$R_{PP_1,\psi\psi_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = 1 - O\left(\frac{1}{c^4}\right). \quad (1.162)$$

Останнє означає, що при $c \gg 1$, з точністю до величин третього порядку малості по $(1/c)$ включно, флуктуації амплітуд і фаз поля на фокальній сфері корельовані. На рис. 1.31 показані графіки поперечних коефіцієнтів кореляції флуктуацій амплітуди і фази поля на фокальній сфері при різних значеннях радіусу кореляції флуктуацій

фази на апертурі, а на рис.1.32 аналогічні графіки для ЛВС, побудовані по співвідношенням із [47].

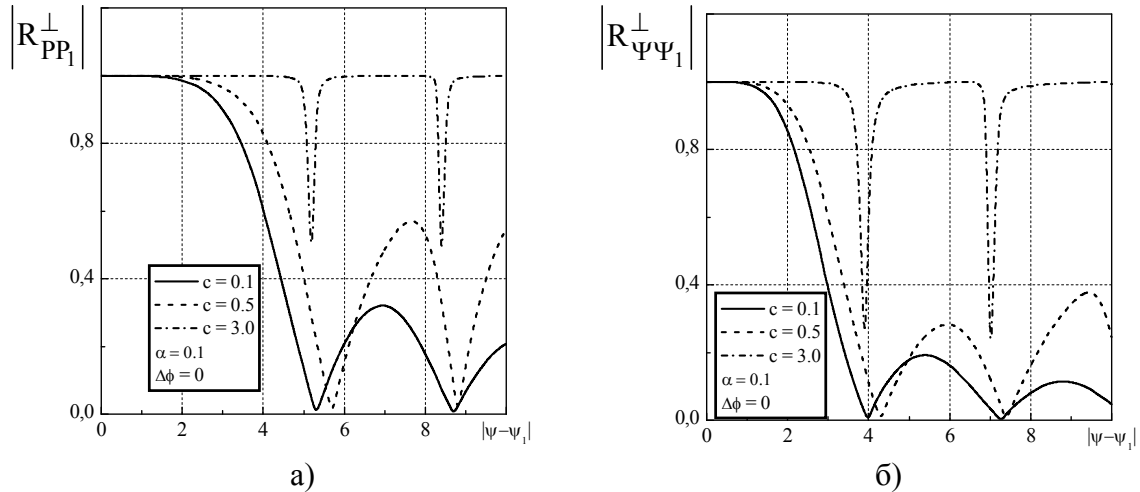


Рисунок 1.31 – Поперечні коефіцієнти кореляції флуктуацій: а – амплітуди і б – фази поля на фокальній сфері для різних значень радіусу кореляції c .

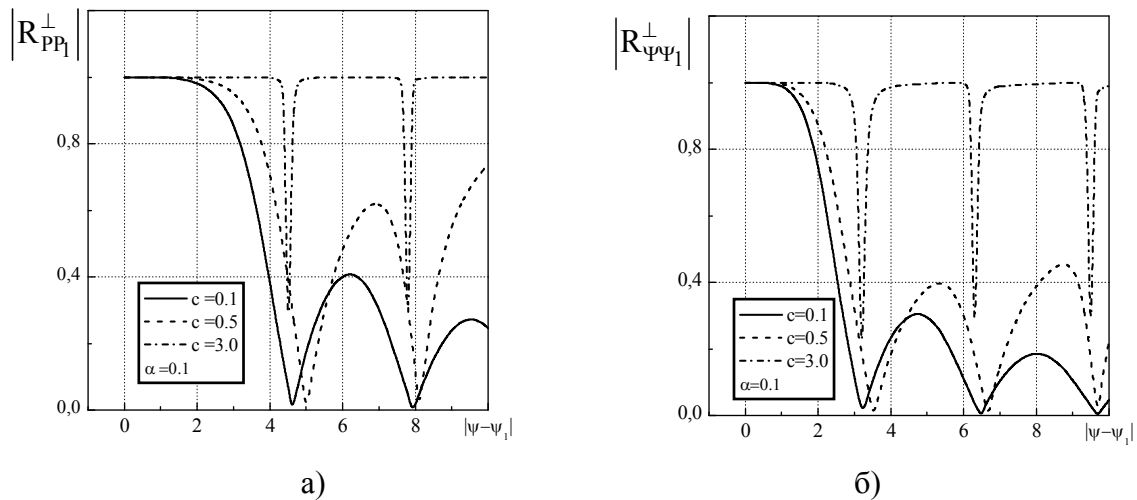


Рисунок 1.32 – Поперечні коефіцієнти кореляції флуктуацій: а – амплітуди, і б – фази поля ЛВС в далекій зоні для різних значень c .

Видно, що інтервал кореляції росте зі збільшенням радіусу кореляції флуктуацій фази на апертурі. При цьому інтервал кореляції флуктуацій амплітуди $\Delta\psi_p^\perp$ більше, ніж інтервал кореляції флуктуацій фази $\Delta\psi_\psi^\perp$. Розрахунки показали, що відношення $\Delta\psi_p^\perp / \Delta\psi_\psi^\perp \approx 1.5$. Таке саме значення $\Delta\psi_p^\perp / \Delta\psi_\psi^\perp$ має місце і для ЛВС.

Аналіз $R_{PP,\psi}^\perp$ і $R_{\psi\psi,\psi}^\perp$ в симетричних точках ($\Delta\varphi = \pi$)

В симетричних точках $\Delta\varphi = \pi$, $\psi = \psi_1$ і згідно з (1.128),

$$T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \pi) = T_1^{(2),(1)}(c, \psi, \psi, 0)$$

при будь-яких значеннях радіусу кореляції флуктуацій фази на апертурі c .

Відповідно, для поперечних ККФА і ККФФ із (43) маємо:

$$R_{PP_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = -1, \quad R_{\psi\psi_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = 1. \quad (1.163)$$

На фокальній сфері в симетричних точках (як і в точках далекої зони, симетричних відносно напрямку головного максимуму ДС) флуктуації амплітуди і фази жорстко корельовані при будь-яких ψ та c . Однак при цьому ККФА і ККФФ мають протилежні знаки. Подібне спостерігається і для ЛВС [47].

Аналіз $R_{PP,\Delta\varphi}^\perp$ та $R_{\psi\psi,\Delta\varphi}^\perp$ (кореляція амплітуд і фаз поля при рознесенні по азимуту при $\psi = \psi_1$)

Із співвідношень (1.159) при $\psi_1 = \psi$ маємо:

$$\left. \begin{aligned} &K_{PP,\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) \\ &\left[8J_1^2(\psi)/\psi^2 \right] K_{\psi\psi,\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) \end{aligned} \right\} = \alpha \left[T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi) \mp T_1^{(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi) \right], \quad (1.164)$$

де $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi)$ визначаються виразом (П1.8). У зв'язку з тим, що, згідно з (П1.9), $T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi = \pi/2) = T_1^{(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi = \pi/2)$, то з (1.167) випливає, що при малих флуктуаціях фази поля на апертурі і будь-яких значеннях їхніх радіусів кореляції c , флуктуації амплітуди в будь-яких двох точках, різниця азимутальних кутів яких дорівнює $\pi/2$, не корельовані. Стосовно далекої зони синфазної круглої апертури це означає, що в будь-яких двох ортогональних головних площинах ДС флуктуації амплітуд поля не корельовані.

Розглянемо послідовно випадки малих і великих радіусів кореляції.

Радіуси кореляції малі ($c \ll 1$). Підставивши в (1.164) вираз (П1.13) для

$$T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi), \text{ отримуємо}$$

$$R_{PP,\Delta\varphi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \cos[(2m+1)\Delta\varphi] [J_{2m+1}^2(\psi) - J_{2m}(\psi)J_{2m+2}(\psi)]}{1 + [J_0(2\psi) + J_2(2\psi)]}, \quad (1.165)$$

$$R_{\Psi\Psi,\Delta\varphi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \frac{\sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) \cos(2m\Delta\varphi) [J_{2m}^2(\psi) - J_{2m-1}(\psi)J_{2m+1}(\psi)]}{1 - [J_0(2\psi) + J_2(2\psi)]}. \quad (1.166)$$

Радіуси кореляції великі ($c \gg 1$). В цьому випадку для $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi)$ скористуємося виразом (П1.19), тоді

$$R_{PP,\Delta\varphi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \cos \Delta\varphi, \quad (1.167)$$

$$R_{\Psi\Psi,\Delta\varphi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\varphi) = 1. \quad (1.168)$$

На рис.1.33 та 1.34 показані поперечні ККФА і ККФФ для декількох значень радіусу кореляції і різних значень кута ψ , побудовані по формулам (1.167).

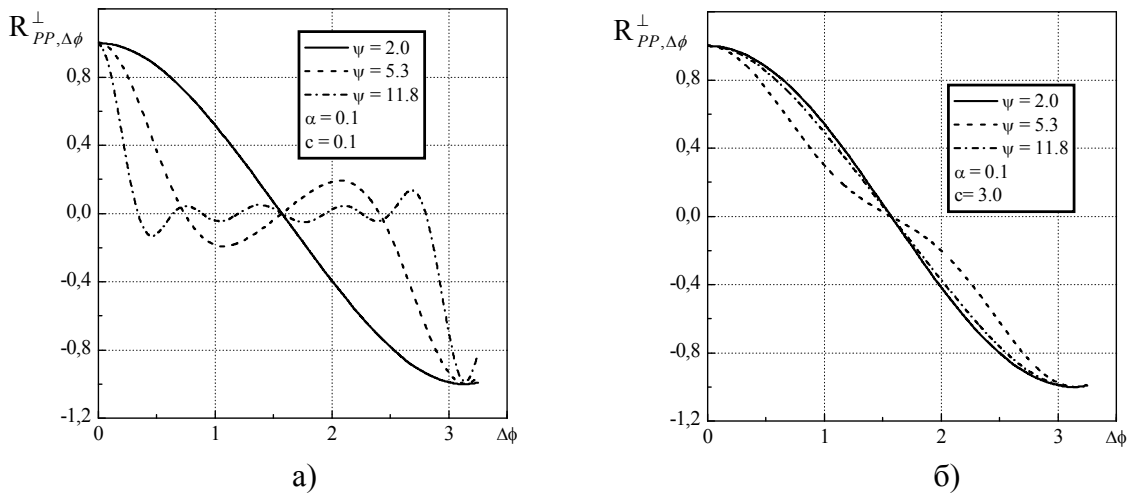


Рисунок 1.33 – Залежність поперечного ККФА від рознесення точок по азимуту при різних значеннях кута ψ точок спостереження: а – $c = 0.1$, б – $c = 3.0$.

З (1.165), (1.166) і рис. 1.33а, 1.34а видно, що при малих радіусах кореляції флуктуацій фази на апертурі c азимутальна залежність поперечних ККФА и ККФФ різна для різних ψ . Зі збільшенням ψ при фіксованому $\Delta\varphi$ збільшується відстань між точками спостереження, що призводить к з'явленню осциляцій та росту їх числа. При цьому $R_{PP,\Delta\varphi}^{\perp}$ є несиметричною функцією відносно точки $\Delta\varphi = \pi/2$, в якій

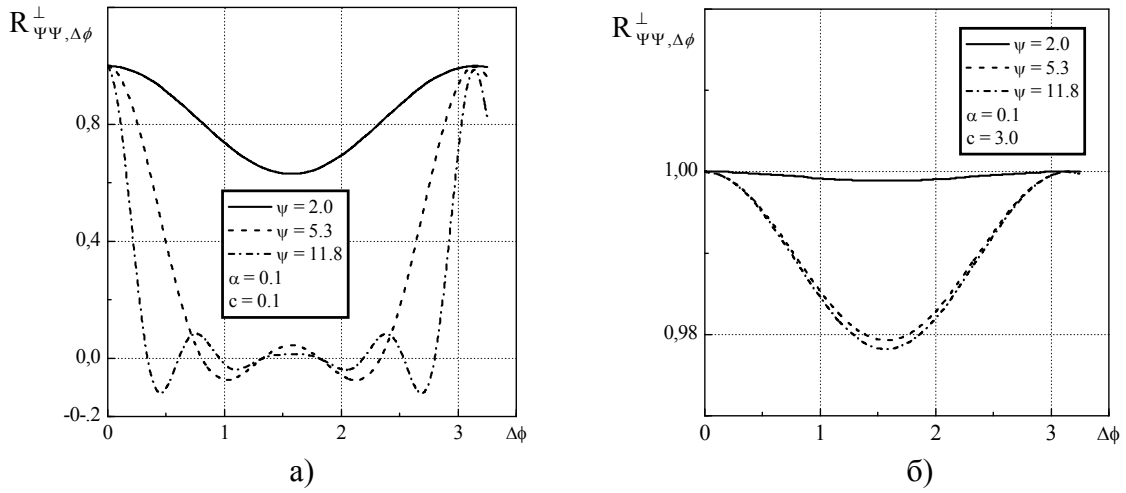


Рисунок 1.34 – Залежність поперечного ККФФ від рознесення точок по азимуту при різних значеннях кута ψ точок спостереження: а – $c=0.1$, б – $c=3.0$.

вона перетворюється на нуль, а ККФФ є симетричною функцією відносно $\Delta\phi = \pi/2$ та має в ній локальний мінімум або максимум (див. (1.166)). Зі зростанням c осциляції ККФА і ККФФ згладжуються (рис. 1.33б, 1.34б).

Кореляція амплітуд і фаз поля на фокальній осі

Для точок на фокальній осі $\psi = \psi_1 = 0$. В цьому випадку

$$E_0(\zeta, 0) = e^{i\zeta} (\sin \zeta / \zeta), \quad P_0(\zeta, 0) = |E_0(\zeta, 0)| = |\sin \zeta / \zeta|$$

і $\Psi_0(\zeta)$ дорівнює ζ або $\zeta + \pi$.

Функції $K_{1,2}^{\parallel}(\zeta, \zeta_1)$, згідно з (1.129), дорівнюють

$$K_{1,2}^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = \pm \alpha T_1^{(1)(2)}(c, \zeta, \zeta_1). \quad (1.169)$$

При вивченні залежності коефіцієнтів кореляції флуктуацій амплітуди і фази поля від c розглянемо ряд окремих випадків.

Радіус кореляції малий ($c \ll 1$). Підставляючи (1.169) в (1.130) та враховуючи вираз (П1.21) для $T_1^{(1)(2)}(c, \zeta, \zeta_1)$, із (1.154) - (1.157) отримуємо:

$$\left. \frac{R_{PP}^{\parallel}(\zeta, \zeta_1)}{\text{sign}(\sin \zeta \sin \zeta_1 / \zeta \zeta_1)} \right\} = \frac{[\sin(\zeta - \zeta_1)/(\zeta - \zeta_1) \mp \sin(\zeta + \zeta_1)/(\zeta + \zeta_1)]}{\sqrt{1 \mp \sin 2\zeta / 2\zeta} \sqrt{1 \mp \sin 2\zeta_1 / 2\zeta_1}}. \quad (1.170)$$

$$R_{P\Psi_1}^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = R_{\Psi P_1}^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = 0. \quad (1.171)$$

Радіус кореляції великий ($c \gg 1$). В цьому випадку $T_1^{(1),(2)}(c, \zeta, \zeta_1)$ визначається співвідношенням (П1.23) і тому

$$R_{PP_1, \psi \psi_1}^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = \text{sign}(\sin \zeta \sin \zeta_1 / \zeta \zeta_1). \quad (1.172)$$

$$R_{p \psi_1}^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = R_{\psi p_1}^{\parallel}(\zeta, \zeta_1) = 0. \quad (1.173)$$

На рис. 1.35 показані графіки подовжніх ККФА і ККФФ на фокальній осі для випадку, коли обидві точки спостереження розташовані з одного боку від фокуса, при різних значеннях радіуса кореляції флуктуацій фази на апертурі. Інтервал кореляції флуктуацій амплітуди, як показали розрахунки, приблизно у 1,5 рази більше інтервалу кореляції флуктуацій фази.

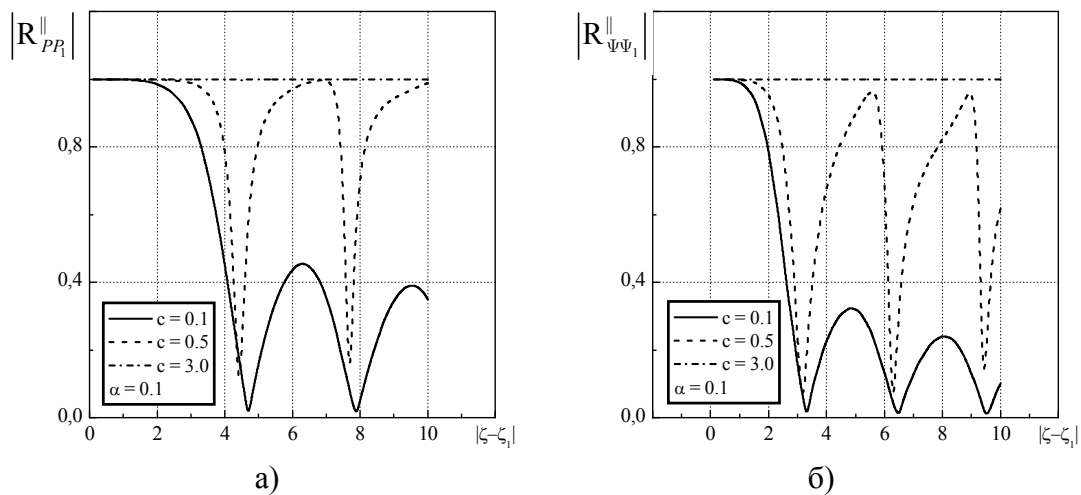


Рисунок 1.35 – Подовжній коефіцієнт кореляції флуктуацій: а – амплітуди, б – фази поля на фокальній осі для різних значень c .

В точках, розташованих на фокальній осі симетрично відносно фокуса ($\zeta_1 = -\zeta$), згідно з (П1.23), маємо $T_1^{(1),(2)}(c, \zeta, -\zeta) = T_1^{(2),(1)}(c, \zeta, \zeta)$ і отже $K_{1,2}^{\parallel}(c, \zeta, -\zeta) = \pm \alpha T_1^{(2),(1)}(c, \zeta, \zeta)$. Тоді із (1.154) і (1.158) отримуємо, що $R_{PP_1}^{\parallel} = -1$, $R_{\psi \psi_1}^{\parallel} = 1$. Отже флуктуації амплітуди і фази в симетричних відносно фокуса точках жорстко корельовані при будь-яких c .

Додаток П1 Обчислювання функцій $T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)$

П1.1 Загальні вирази

Початкові вирази для $T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)$ мають вигляд:

$$T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \int_S \int_{S'} e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} F^{(1),(2)}(u, u_1, \psi, \varphi, \psi_1, \varphi_1) u u_1 du du_1, \quad (\text{П1.1})$$

де $c_n = c/\sqrt{n}$ і

$$F^{(1),(2)}(u, u_1, \psi, \varphi, \psi_1, \varphi_1) = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{2iu_1}{c_n^2} \cos(\varphi' - \varphi_1')} e^{i[\psi u \cos(\varphi - \varphi') \mp u_1 \psi_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_1')]} d\varphi' d\varphi_1'. \quad (\text{П1.2})$$

Введемо ряд змінних:

$$\eta' = \varphi - \varphi', \quad \eta_1' = \varphi - \varphi_1', \quad \theta = \varphi_1' - \varphi', \quad \Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi, \quad \text{та зауважимо, що } \eta_1' - \eta' = \theta + \Delta\varphi.$$

З урахуванням нових змінних експоненціальні множники в (П1.2) запишуться наступним чином:

$$e^{\frac{2iu_1}{c_n^2} \cos(\varphi' - \varphi_1')} = e^{x \cos \theta}, \quad e^{i\psi u \cos(\varphi - \varphi')} = e^{iy \cos \eta'}, \quad e^{\mp i\psi_1 u_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_1')} = e^{\mp iy_1 \cos \eta_1'},$$

де $x = 2uu_1/c_n^2$, $y = \psi u$, $y_1 = \psi_1 u_1$.

Скористуємося формулами Якобі-Ангера для твірних функцій [49]:

$$e^{\mp iz \cos \varphi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\mp i)^n e^{in\varphi} J_n(z), \quad e^{z \cos \varphi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in\varphi} I_n(z). \quad (\text{П1.3})$$

де $J_n(z)$ і $I_n(z)$ – Бессельові функції першого роду і модифіковані Бессельові функції n -го порядку відповідно.

Враховуючи (П1.3) і введені позначення, матимемо:

$$e^{iy u \cos \eta'} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n J_n(\psi u), \quad e^{\mp iy_1 u_1 \cos \eta_1'} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\mp 1)^n i^n e^{in\eta_1'} J_n(\psi_1 u_1),$$

$$e^{i[\psi u \cos(\varphi - \varphi') \mp \psi_1 u_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_1')]} = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} (\mp 1)^n i^{n+m} e^{i(n\eta' + m\eta_1')} J_n(\psi u) J_m(\psi_1 u_1),$$

$$e^{\frac{2iu_1}{c_n^2} \cos(\varphi' - \varphi_1')} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{ik\theta} I_k\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right).$$

Тоді (П1.2) приймає вигляд:

$$F^{(1),(2)}(u, u_1, \psi, \varphi, \psi_1, \varphi_1) = \sum_{n,m,k=-\infty}^{\infty} (\mp 1)^m i^{n+m} I_k \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_n(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{ik\theta} e^{i(n\eta' + m\eta'_1)} d\eta' d\eta'_1. \quad (\text{П1.4})$$

Інтегрування по η' і η'_1 дає наступний результат:

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{ik\theta} e^{i(n\eta' + m\eta'_1)} d\eta' d\eta'_1 = 4\pi^2 \delta_{n,k} \delta_{n,(-m)}, \quad (\text{П1.5})$$

де $\delta_{n,k}$ – символ Кронекера.

Підставивши (П1.5) в (П1.4), після ряду перетворень отримуємо:

$$F^{(1),(2)}(u, u_1, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=-\infty}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1), \quad (\text{П1.6})$$

і для $T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)$ відповідно маємо

$$T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=-\infty}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) \times \\ \times \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 du du_1. \quad (\text{П1.7})$$

П1.2 Асимптотичні вирази для $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ при $c \ll 1$ і $c \gg 1$

При довільних c із (П1.7), вважаючи $\zeta = \zeta_1 = 0$ і пропускаючи ці нульові значення з переліку аргументів, маємо:

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) S_m(c_n, \psi, \psi_1), \quad (\text{П1.8})$$

де

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c_n^2}} I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 du du_1.$$

Зауважимо, що при $\Delta\varphi = \pi/2$ в (П1.8) відрізнятися від нуля будуть доданки тільки з парним значенням m . Тоді, вважаючи, що $m = 2k$, отримуємо

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \pi/2) = 4 \sum_{k=0}^{\infty} (2 - \delta_{0,2k}) (-1)^k S_{2k}(c_n, \psi, \psi_1), \quad (\text{П1.9})$$

тобто $T_n^{(1)}(c, \psi, \psi_1, \pi/2) = T_n^{(2)}(c, \psi, \psi_1, \pi/2)$.

Розглянемо випадок $c \ll 1$. Введемо наступні позначення:

$$f_m(u, u_1) = e^{-\frac{2uu_1}{c_n^2}} I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) u u_1, \quad s(u_1) = -(u - u_1)^2.$$

Тоді $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ в (П1.8) буде виглядати так:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{s(u_1)}{c_n^2}} f_m(u, u_1) du_1 du \quad (\text{П1.10})$$

Внутрішній інтеграл по u_1 в (П1.10) є інтегралом Лапласа і для обчислення його асимптотичного (при $c \rightarrow 0$) значення скористуємося наступним розкладанням [51]:

$$\int_0^1 e^{-\frac{s(u_1)}{c_n^2}} f_m(u, u_1) du_1 \approx e^{-\frac{s(u=u_1)}{c_n^2}} \sum_{k=0}^{\infty} b_k c_n^{2\left(k+\frac{1}{2}\right)},$$

де

$$b_k = \frac{\Gamma\left(k+\frac{1}{2}\right)}{(2k)!} \left(\frac{d}{du_1}\right)^k \left\{ f_m(u_1, u) \left[\frac{2(s(u_1=u) - s(u_1, u))}{(u_1 - u)^2} \right]^{-k-\frac{1}{2}} \right\} \Big|_{u_1=u}.$$

і обмежимося в ньому головним членом. Тоді для $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ маємо:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = c_n \sqrt{\pi} \int_0^1 e^{-\frac{2u^2}{c_n^2}} I_m\left(\frac{2u^2}{c_n^2}\right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u) u^2 du.$$

При обчисленні інтегралу при $c \rightarrow 0$, використаємо асимптотичне розкладення $\exp(-2u^2/c_n^2) I_m(-2u^2/c_n^2)$ при великих значеннях аргументу [51] і, обмежившись в ньому членами другого порядку малості по c_n , для $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ маємо:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \frac{c_n^2}{2} \frac{\psi J_{m+1}(\psi) J_m(\psi_1) - \psi_1 J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2 - \psi_1^2}. \quad (\text{П1.11})$$

Підставивши (П1.11) в (П1.8), отримуємо кінцевий вираз при $c \ll 1$

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 2c_n^2 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) \frac{\psi J_{m+1}(\psi u) J_m(\psi_1) - \psi J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2 - \psi_1^2}. \quad (\text{П1.12})$$

Для $\psi_1 = \psi$ з урахуванням того, що

$$\lim_{\psi_1 \rightarrow \psi} \frac{\psi J_{m+1}(\psi) J_m(\psi_1) - \psi_1 J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2 - \psi_1^2} = \frac{1}{2} [J_m^2(\psi) - J_{m-1}(\psi) J_{m+1}(\psi)],$$

отримуємо

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi) = c_n^2 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) [J_m^2(\psi) - J_{m-1}(\psi) J_{m+1}(\psi)]. \quad (\text{П1.13})$$

В окремих випадках, коли $\Delta\varphi = 0$ або $\Delta\varphi = \pi$, враховуючи, що [6]

$$\sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \frac{\psi J_{m+1}(\psi u) J_m(\psi_1) - \psi J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2 - \psi_1^2} = \frac{J_1(\psi \mp \psi_1)}{\psi \mp \psi_1}$$

для $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ и $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \pi)$ маємо

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \psi, \psi_1, 0) = T_n^{(2),(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \pi) = 2c_n^2 \frac{J_1(\psi \mp \psi_1)}{\psi \mp \psi_1}. \quad (\text{П1.14})$$

Розглянемо тепер випадок $c \gg 1$. Для отримання асимптотичного виразу для $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ скористуємося розкладанням $I_m(2uu_1/c_n^2)$ [50]:

$$I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!(m+k)!} \frac{u^{2k+m} u_1^{m+2k}}{c_n^{2(m+2k)}}.$$

Тоді $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ в (П1.8) запишеться в наступному вигляді:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!(m+k)!} \frac{1}{c_n^{2(m+2k)}} \left\{ \int_0^1 e^{\frac{u^2}{c_n^2}} u^{m+2k} J_m(\psi u) u du \int_0^1 e^{\frac{u_1^2}{c_n^2}} u_1^{m+2k} J_m(\psi_1 u_1) u_1 du_1 \right\}.$$

Інтеграли в фігурних дужках після розкладання $\exp(-u^2/c_n^2)$ у степеневий ряд зводяться до суми стандартних інтегралів від добутку степеневі та беселевої функцій [50]. Пропускаючи прості, але громіздкі перетворення, отримуємо:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!(m+k)!} \frac{1}{c_n^{2(m+2k)}} F_{m,k}(\psi) F_{m,k}(\psi_1), \quad (\text{П1.15})$$

де

$$F_{m,k}(\psi) = \sum_{p=0}^{\infty} (-1)^p \frac{(m+p+k)!(p+k)!}{p! c_n^{2p}} \sum_{t=0}^{p+k} (-1)^t \frac{(m+2t+1)}{(m+p+k+t)!(p+k-t)!} \frac{J_{m+2t+1}(\psi)}{\psi}. \quad (\text{П1.16})$$

З виразів (П1.15) і (П1.16) видно, що, якщо обмежуватися членами другого порядку малості по $(1/c_n)$, то необхідно знайти тільки $S_0(c_n, \psi, \psi_1)$ і $S_1(c_n, \psi, \psi_1)$. Відповідні вирази мають вигляд:

$$S_0(c_n, \psi, \psi_1) = \frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \left\{ 1 - \frac{1}{c_n^2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} \right] \right\}, \quad (\text{П1.17})$$

$$S_1(c_n, \psi, \psi_1) = \frac{1}{c_n^2} \frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1}. \quad (\text{П1.18})$$

Вирази (П1.8), (П1.17) і (П1.18) дозволяють отримати в явному вигляді $T_n^{(1),(2)}$ при $c \gg 1$:

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \left\{ \frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \left[1 - \frac{1}{c_n^2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} \right) \right] \pm \right. \\ \left. \pm \frac{2}{c_n^2} \cos(\Delta\varphi) \frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right\}. \quad (\text{П1.19})$$

П1.3 Асимптотичні вирази для $T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \zeta_1)$ при $c \ll 1$ і $c \gg 1$

Припускаючи в (П1.7), що $\psi = \psi_1 = 0$ і враховуючи, що відрізнятися від нуля буде тільки доданок з $m = 0$, маємо:

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \zeta_1) = 4 \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} I_0\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) uu_1 du du_1. \quad (\text{П1.20})$$

Радіуси кореляції малі ($c \ll 1$). В цьому випадку при обчисленні подвійного інтегралу скористуємося тим, що при $c \ll 1$ найбільший вклад в значення інтеграла дає зона малих u . Тому заміна у внутрішньому інтегралі верхньої границі на нескінченність не внесе значної помилки. Виконавши інтегрування, після деяких перетворень отримуємо:

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \zeta_1) = \frac{c_n^2}{2} \frac{\pm 2\zeta\zeta_1 c_n^2 + i(\zeta \mp \zeta_1)}{4\zeta^2 \zeta_1^2 c_n^4 + (\zeta \mp \zeta_1)^2} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{4\zeta_1^2 c_n^2}{1 + 4\zeta_1^2 c_n^4} + i2\left(\zeta \mp \frac{\zeta_1}{1 + 4\zeta_1^2 c_n^4}\right)\right] - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{4\zeta^2 c_n^2}{1 + 4\zeta^2 c_n^4} - i2\left(\zeta_1 \mp \frac{\zeta}{1 + 4\zeta^2 c_n^4}\right)\right] \right\}.$$

Обмежуючись членами другого порядку малості по c_n остаточно маємо:

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \zeta_1) = c_n^2 e^{i(\zeta \mp \zeta_1)} \frac{\sin(\zeta \mp \zeta_1)}{\zeta \mp \zeta_1}. \quad (\text{П1.21})$$

Розглянемо випадок, коли $c \gg 1$. При обчисленні подвійного інтегралу (П.20) використаємо наступне розкладання для $I_0(2uu_1/c_n^2)$:

$$I_0\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(k!)^2} \frac{u^{2k} u_1^{2k}}{c_n^{4k}}.$$

Тоді $T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \zeta_1)$ зводиться к вигляду

$$T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \zeta_1) = 4 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(k!)^2} \frac{1}{c_n^{4k}} \left[\int_0^1 e^{i\left(2\zeta - \frac{1}{c_n^2}\right)u^2} u^{2k+1} du \right] \left[\int_0^1 e^{i\left(2\zeta_1 + \frac{1}{c_n^2}\right)u_1^2} u_1^{2k+1} du_1 \right].$$

Виконавши інтегрування по u і u_1 , після деяких перетворень отримуємо:

$$T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \zeta_1) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{c_n^{4k}} \frac{\left[\left(4\zeta\zeta_1 + \frac{1}{c_n^4} \right) + \frac{2}{c_n^2} (\zeta - \zeta_1) \right]^{k+1}}{\left[\left(4\zeta\zeta_1 + \frac{1}{c_n^4} \right)^2 + \frac{2}{c_n^4} (\zeta - \zeta_1)^2 \right]^{k+1}} e^{i2(\zeta - \zeta_1)} \times$$

$$\times \left[e^{i2\zeta} - e^{-\frac{1}{c_n^2}} \sum_{p=0}^k \frac{(-1)^p}{p!} \left(i2\zeta - \frac{1}{c_n^2} \right)^p \right] \left[e^{i2\zeta_1} - e^{-\frac{1}{c_n^2}} \sum_{q=0}^k \frac{(-1)^q}{q!} \left(i2\zeta_1 - \frac{1}{c_n^2} \right)^q \right] \quad (\text{П1.22})$$

Як показали розрахунки, цей вираз дає похибку менше 1% для $c \geq 0,2$ при кількості членів в сумі по k , що дорівнює 30. Якщо $c \geq 1,0$, то достатньо в сумі по k брати не більше двох доданків.

Обмежуючись членами другого порядку малості по (c^{-1}) отримуємо, пропустивши громіздкі розрахунки, для $T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \zeta_1)$

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \zeta_1) \approx \frac{\sin \zeta \sin \zeta_1}{\zeta \zeta_1} e^{i(\zeta \mp \zeta_1)} \left(1 - \frac{1}{c_n^2} \right). \quad (\text{П1.23})$$

Додаток П.2 Обчислення функцій $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ і $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ при $\alpha \gg 1$

Згідно з (1.122), (1.123) і (1.121), вирази для $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}$ і $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}$, з урахуванням того, що

$$\overline{e^{i\Phi(u, \phi)}} = e^{-\frac{\alpha}{2}}, \quad \overline{e^{i[\Phi(u, \phi) - \Phi(u_1, \phi_1)]}} = e^{-\alpha(1-r)}, \quad \overline{e^{i[\Phi(u, \phi) + \Phi(u_1, \phi_1)]}} = e^{-\alpha(1+r)},$$

мають вигляд

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \frac{1}{\pi^2} \int_0^1 \int_0^1 \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{i2(\zeta u^2 - \zeta_1 u_1^2)} e^{i[\psi u \cos(\varphi - \phi) - \psi_1 u_1 \cos(\varphi_1 - \phi_1)]} \left[e^{\alpha(r-1)} - e^{-\alpha} \right] u u_1 du du_1 d\phi d\phi_1, \quad (\text{П2.1})$$

$$K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \frac{1}{\pi^2} \int_0^1 \int_0^1 \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{i2(\zeta u^2 + \zeta_1 u_1^2)} e^{i[\psi u \cos(\varphi - \phi) + \psi_1 u_1 \cos(\varphi_1 - \phi_1)]} \left[e^{-\alpha(1+r)} - e^{-\alpha} \right] u u_1 du du_1 d\phi d\phi_1, \quad (\text{П2.2})$$

де

$$r = \exp \left[-\left(u^2 + u_1^2 \right) - 2u u_1 \cos(\phi - \phi_1) / c^2 \right] \quad (\text{П2.3})$$

коефіцієнт кореляції фазових флуктуацій на апертурі.

Функція, що стоїть у квадратній дужці підінтегрального виразу в (П2.1), приймає максимальне значення при $r=1$. Отже основний внесок при інтегруванні в (П2.1) дасть зона значень змінних, для якої $r \approx 1$. Тоді, враховуючи, що

$$\ln r = (r-1) + \frac{(r-1)^2}{2} + \dots \text{ для } (r-1) < 1 \text{ і обмежуючись в цьому розкладанні першим членом, маємо}$$

$$\left[e^{\alpha(r-1)} - e^{-\alpha} \right] \approx e^{\alpha \ln r} (1 - e^{-\alpha r}) \approx e^{\alpha \ln r} = -\frac{u^2 + u_1^2 - 2uu_1 \cos(\phi - \phi_1)}{c_\alpha^2}, \quad (\text{П2.4})$$

де $c_\alpha = c/\sqrt{\alpha}$.

Підставляючи (П2.4) в (П2.1) и порівнюючи з (П1.1), отримаємо, що

$$K_1(\zeta, \psi, \phi, \zeta_1, \psi_1, \phi_1) = T_1^{(1)}(c_\alpha, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\phi), \quad (\text{П2.5})$$

де $\Delta\phi = \phi_1 - \phi$.

Функція, що стоїть у квадратній дужці підінтегрального виразу для $K_2(\zeta, \psi, \phi, \zeta_1, \psi_1, \phi_1)$, також досягає максимального значення при $r=1$ й для $\alpha \gg 1$ може бути перетворена наступним чином:

$$\left[e^{-\alpha(1+r)} - e^{-\alpha} \right] = e^{-\alpha} (e^{-\alpha r} - 1) \approx -e^{-\alpha}. \quad (\text{П2.6})$$

Тоді

$$K_2(\zeta, \psi, \phi, \zeta_1, \psi_1, \phi_1) \approx e^{-\alpha} \frac{1}{\pi} \left[\int_0^1 \int_0^{2\pi} e^{i[2\zeta u^2 \cos(\phi - \phi)]} u du d\phi \right]^2.$$

У зв'язку з тим, що інтеграл, що стоїть у квадратній дужці, є обмеженою величиною, то при $\alpha \gg 1$ модуль $K_2(\zeta, \psi, \phi, \zeta_1, \psi_1, \phi_1) \ll 1$ і можливо вважати, що

$$K_2(\zeta, \psi, \phi, \zeta_1, \psi_1, \phi_1) \approx 0. \quad (\text{П2.7})$$

РОЗДІЛ 2 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕХНОЛОГІЇ ВИСОКОТОЧНИХ ВИЗНАЧЕНЬ ПАРАМЕТРІВ РУХУ НАЗЕМНИХ РУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ НА ОСНОВІ МЕРЕЖНОЇ ОБРОБКИ ФАЗОВИХ ВИМІРЮВАНЬ СИГНАЛІВ СУПУТНИКОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ

2.1. Аналіз форматів представлення вимірювальної інформації навігаторами різних виробників

При створенні навігаторів (приймачів сигналів супутникових навігаційних систем, які застосовуються для задач навігації автомобільного транспорту) використовуються одночастотні приймачі навігаційних сигналів низького класу, які мають спрощені вбудоване програмно-алгоритмічне забезпечення та антену для прийому сигналів навігаційних супутників. За рахунок цього досягається їх низька вартість.

Вимірювальна інформація навігаторів містить кодові і фазові виміри. Але в даний час для задач навігації автомобільного транспорту використовуються тільки кодові виміри. Це суттєво обмежує точність координатних визначень навігаторами. Так, точність визначення координат у горизонтальній площині складає 5–10 м, а висотну координату навігатори визначають з точністю 8–15 м.

Для вирішення задач орієнтування на місцевості цього достатньо. Але при необхідності аналізу дорожньо-транспортних пригод (ДТП) або вирішенні задач контролю дотримання правил дорожнього руху такі технічні характеристики навігаторів не задовільні.

Зареєстрована навігатором фазова інформація може бути отримана і задіяна при визначенні параметрів руху. Але для цього потрібно, щоб навігатор передбачав можливість видачі «сирої» вимірювальної інформації, тобто первинних вимірів кодових і фазових псевдовідстаней навігаційних супутників, телеметричну інформацію супутників тощо.

Всі виробники навігаторів безумовно мають доступ до такої інформації. Однак не всі передбачають можливість надання доступу до неї користувачам.

Розглянемо продукцію основних виробників навігаторів.

В останні роки швидкими темпами розвивається ринок вбудованих GPS-модулів - малогабаритних GPS-приймачів. Основними їх споживачами є виробники систем моніторингу та охорони наземних рухомих об'єктів (охоронні автомобільні системи, системи моніторингу та управління муніципальним і відомчим транспортом, системи моніторингу та диспетчеризації вантажоперевезень). Перспективними напрямками використання вбудованих GPS-модулів є персональний моніторинг та системи прихованого стеження, які знайшли застосування в структурах МВС і МНС.

Сьогодні на українському ринку представлені кілька десятків чіпсетів різних виробників. Чіпсети відрізняються рівнем чутливості вхідного сигналу, кількістю каналів прийому, наявністю вбудованих підсилювачів, специфікою обробки сигналу і протоколами передачі даних.

У таблиці 2.1 наведені порівняльні характеристики GPS-модулів різних компаній-виробників.

Таблиця 2.1 – Порівняльні характеристики GPS-модулів

№	Компанія	Навігатор	Чіпсет	Протокол
1.	Garmin	GPS 10/18	Garmin GPS	NMEA, Garmin
2.	GlobalSat	BT-359	SiRF STAR III	NMEA, SiRF
3.	Leadtek	GPS9101, GPS9548S, GPS25	SiRF STAR III	NMEA, SiRF
		GPS9805ST	SiRF Star II GSC2x	NMEA, SiRF
4.	Orcam Systems AB	GPS20/21/25/26/25S/30 F	SiRF Star II	NMEA, SiRF
		GPS25S/30F	SiRF Star II GSC2x	NMEA, SiRF
5.	u-blox AG	TIM-4A, LEA-4A, LEA-4P	ANTARIS 4	NMEA, RTCM, UBX
6.	Trimble Inc	Lassens iQ	Trimble First GPS	NMEA, TSIP, TAIP
7.	Locosys Technology	UC-1513, uN3010, UC-1722, AR1511, uN3010, LS200/57	Atheros	NMEA
		MT3318,, MT3329, MC-1513, LS20037	MediaTek	NMEA
		SC-1513, LS20025/35, LS20027	SiRF Star III	NMEA, SiRF

№	Компанія	Навігатор	Чіпсет	Протокол
		LS20077	u-Blox 5	NMEA, UBX
8.	Tyco Electronics	A1029-A	STM	NMEA

Як видно з таблиці 2.1, незважаючи на велику кількість виробників і різні базові характеристики модулів, всі GPS-приймачі використовують протокол NMEA.

NMEA 0183 (National Marine Electronics Association) - стандартний для GPS-приймачів різних виробників протокол видачі інформації. Даний протокол підтримується Національною асоціацією морської електроніки і є галузевим стандартом в області GPS-навігації. У зв'язку з великою популярністю і простотою представлення даних, NMEA протокол знайшов застосування в морській апаратурі, геодезичних, побутових та авіаційних GPS приймачах. Вид представлення даних ASCII. У протоколі NMEA містяться тільки визначені приймачем параметри руху. Відповідно, він не дає змогу отримати «сирі» дані, необхідні для досягнення високої точності координатних визначень і проведення детального аналізу інформації.

Крім стандартного протоколу NMEA, більшість приймачів мають додатковий протокол, який забезпечує передачу додаткової інформації для відпрацювання різноманітних застосувань. Тип додаткового протоколу визначається компанією-виробником чіпсету. Деякі виробники навігаторів, які забезпечують повний цикл виробництва, починаючи від чіпсету і закінчуючи конкретним навігатором, не вважають за необхідне забезпечити широкий доступ до «сирої» інформації.

Так, навігатори компанії Locosys Technology на чіпсетах Atheros і MediaTek та компанії Tyco Electronics (A1029-A) офіційно підтримують тільки протокол NMEA 0183 і не передбачають видачі «сирих» навігаційних даних. Для отримання доступу до «сирої» інформації даних навігаторів необхідно контактувати з компанією-виробником.

На відміну від цих компаній, компанії Garmin і Trimble, хоча і забезпечують повний цикл виробництва навігаторів, власні протоколи видачі «сирих» даних зробили загальнодоступними.

Чіпсет компанії Garmin підтримує протоколи NMEA-0183 і Garmin (Garmin, binary phase output format) [1].

Чіпсети компанії Trimble підтримують протоколи: NMEA-0183, TSIP, TAIP.

TSIP (Trimble Standard Interface Protocol) — стандартний інтерфейсний протокол компанії Trimble для GPS-приймачів. Це двонаправлений протокол з понад 20 командами, заснований на пересиланні бінарних пакетів. Протокол дає разра-робнику повні можливості по управлінню модулем. Містить «сирі» фазові вимірювання.

TAIP (Trimble ASCII протокол Interface) — ASCII інтерфейсний протокол компанії Trimble для GPS-приймачів. Це двонаправлений протокол орієнтований на автомобільні застосування і дозволяє конфігурувати GPS-модуль для видачі різних інформаційних даних за запитом або періодично. Для надійного зв'язку протокол підтримує контрольні суми для кожного повідомлення. Містить «сирі» фазові вимірювання [2].

Що стосується компаній, які спеціалізуються на виробництві чіпсетів, то відповідні протоколи доступу до «сирої» вимірювальної інформації широко доступні. Саме тому, як видно з таблиці 2.1, протокол SiRF Binary є найпоширенішим [3].

У приймачах компаній U-Blox AG, Leadtek, Locosys для передачі навігаційно-них даних GPS використовується протокол UBX binary, який є власною розробкою компанії U-Blox і також забезпечує видачу «сирої» вимірювальної інформації [4].

У GPS-модулях компанії U-Blox AG підтримується також протокол RTCM (Radio Technical Commission for Services). Цей протокол забезпечує однонаправлену передачу даних в реальному часі. Містить «сирі» фазові вимірювання в ASCII вигляді.

2.2 Розроблення дослідницького програмного забезпечення для отримання вимірювальної інформації навігаторів у реальному масштабі часу

2.2.1 Для визначення параметрів руху рухомих споживачів зараз на ринку представлена велика кількість навігаційних пристроїв. Основними виробниками навігаційного обладнання є фірми MiTAC, Garmin, Globalsat та ряд інших. Якісні характеристики (точність і надійність) навігаційних пристроїв цих фірм на сьогодні одні з найкращих. Однак, слід відзначити, що ринок навігаційного устаткування є дуже динамічним і кожний рік появляються нові компанії.

Характеристики навігаційного устаткування, яке виробляється вказаними фірмами, наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Характеристики навігаційного устаткування лідерів ринку засобів супутникової навігації.

Виробник	Qstarz	Holux	Globalsat	JJ-Connect	Garmin	MiTAC
Приймач	Qstarz BT-Q890 Nano [5]	Holux M-241 [6]	GlobalSat EM-411 OEM GPS-МОДУЛЬ [7]	JJ-Connect GPS Registrator[8]	GPS 18 5Hz [1]	Mio 180 Digi-Walker [9]
Чипсет	MTK II GPS	MTK GPS	SiRF Star III	SiRF Star III	GPS 18	SiRF Star III
Частота	L1, 1575,42 МГц	L1, 1575,42 МГц	L1, 1575,42 МГц	L1, 1575,42 МГц	L1, 1575,42 МГц	L1, 1575,42 МГц
Протокол	NMEA 0183 v3.01	NMEA 0183 v3.01	NMEA 0183 v3.01, binary SiRF	NMEA 0183 v3.01, binary SiRF	NMEA 0183 v3.01, binary Garmin	NMEA 0183 v3.01, binary SiRF
Антенa	Вбудована	Вбудована	Зовнішня	Зовнішня	Вбудована	Вбудована
Чутливість	-165дБмВт	-158дБмВт	-159дБмВт	-159дБмВт	-165дБмВт	-159дБмВт
Точність позиціонування (95%), м	15	15	15	15	15	15
Точність визначення швидкості (95%), м/с	0,1	0,1	0,1	0,1	0,05	0,1
Частота оновлення даних, Гц	1	1	1	1	5	1
Диференціальний режим	WAAS, EGNOS, MSAS	WAAS, EGNOS, MSAS	WAAS, EGNOS	WAAS, EGNOS	WAAS, EGNOS	WAAS, EGNOS
Габарити, мм x мм x мм	38 x 62 x 7	32,1 x 30 x 74,5	30x30x10,5	58 x 38 x 16	61 x 61 x 19,5	71 x 119 x 17,6
Живлення	Li-Ion акумулятор	елемент AA	Li-Ion акумулятор Зовнішнє	Li-Ion акумулятор, Зовнішнє	Зовнішнє	Li-Ion акумулятор

Як видно з таблиці 2.2, усі ці приймачі навігаційних сигналів забезпечують однакову точність визначення координат за кодовими вимірами, а от заявлена точність визначення швидкості найвища у приймача GPS 18 5Hz фірми Garmin. Цей приймач надає можливість отримання «сирої» вимірювальної інформації (як кодової, так і фазової), завдяки чому, в результаті оброблення фазових навігаційних вимірів, можна визначити координати з точністю, щонайменше на порядок вищою, ніж точність позиціонування за кодовими вимірами, заявлена в описі розглянутих приймачів. Приймач навігаційних сигналів GPS 18 5Hz також забезпечує найвищу частоту видачі даних (1 і 5 Гц), що дає можливість використовувати його для широкого класу задач, в яких потрібне часте оновлення даних. До того ж, цей приймач, завдяки магнітному кріпленню, може бути встановлений на корпусі автомобіля, що дуже важливо, виходячи з практичних цілей.

Зважаючи на все викладене, для експериментального тестування розроблених алгоритмів і програмного забезпечення був вибраний навігатор GPS 18 5Hz фірми Garmin. Потенційні можливості цього приймача навігаційних сигналів розкриваються, якщо отримати з нього «сирі» дані (кодові псевдодальності і фазові вимірювання. Спільна обробка цієї інформації з вимірами інших приймачів (базова або мережна обробка) дозволить досягти високої (дециметрової або навіть сантиметрової) точності визначення координат.

2.2.2 Для отримання «сирої» вимірювальної інформації навігаційного приймача GPS 18 5Hz фірми Garmin його, перш за все, необхідно підключити до персонального комп'ютера (ноутбука), що дає можливість перенести на персональний комп'ютер його виміри згідно з двійковим протоколом Garmin, який підтримується даним навігатором. Але для подальшої обробки вимірювальну інформацію необхідно конвертувати з двійкового формату у текстовий формат RINEX.

В ході даної роботи було розроблене спеціалізоване програмне забезпечення (ПЗ), призначене для зчитування в реальному масштабі часу вимірювальної інформації, сформованої навігатором, і генерації на її основі файлу спостережень у форматі RINEX. За основу цього ПЗ було взяте програмне

забезпечення Gar2rnx, що забезпечує отримання спостережень приймача навігаційних сигналів Garmin і запис їх у текстовий файл формату RINEX у післясеансному режимі роботи. Програмний пакет Gar2rnx має версії, розроблені для операційних систем Linux і Windows, і поширюється безкоштовно. Недоліком програмного пакету Gar2rnx є те, що його модулі можуть бути запуснені на виконання лише після закінчення роботи самого приймача навігаційних сигналів, коли файл вимірів у двійковому форматі остаточно сформований. Вирішення ряду реальних практичних задач, таких як, наприклад, контроль дотримання водіями правил дорожнього руху, вимагає обчислення якомога точніших координат і, при необхідності, збереження як цих координат, так і самої вимірювальної інформації в загальновідомому форматі в реальному масштабі часу, безпосередньо в процесі руху транспортного засобу. Тому, виходячи з практичних потреб, програмне забезпечення Gar2rnx було допрацьоване і адаптоване для роботи в реальному масштабі часу.

Всі сеанси навігаційних спостережень, зареєстровані і оброблені протягом виконання експериментальної частини даної роботи, були записані з використанням розробленого програмного забезпечення конвертації даних з двійкового формату у текстовий формат RINEX.

2.3 Проведення експериментальної оцінки точності фазових вимірювань навігаторів

Якість вимірювань приймача навігаційних сигналів обумовлюється такими факторами, як технічні характеристики самого приймача і величина погрішностей вимірювань, обумовлених зовнішніми факторами – такими, як стан іоносфери і тропосфери під час сеансу спостережень, наявність чи відсутність сторонніх радіозавад та об'єкти, розташовані навколо місця перебування приймача. Ці об'єкти (будинки та інші споруди, дерева тощо) можуть значно вплинути на якість вимірів – підвищується погрішність вимірів, обумовлена множинним поширенням сигналів та можуть утворитися зони затінення сигналів

навігаційних супутників, що робить навігаційні спостереження переривчастими. Зважаючи на це, при оцінюванні точності вимірювань того чи іншого приймача навігаційних сигналів доцільно звести до мінімуму вплив на спостереження зовнішніх факторів – тоді буде отримана оцінка, що характеризує саме приймач, а не обставини чи об'єкти, що його оточують.

Експериментальна оцінка точності вимірювань навігаторів виконувалась з використанням вимірювальної інформації приймача навігаційних сигналів GPS 18 5Hz фірми Garmin (критерії і причини вибору саме цього навігатора для експериментів – дивись 2.2), накопиченої в результаті проведення сеансів спостережень Gers і Mayd, описаних у 2.8. Ці сеанси спостережень дозволяють оцінити якість вимірювань навігатора у сприятливих умовах – навігатор перебував на відкритій місцевості, ніякі навколишні об'єкти не перешкоджали вільному спостереженню навігаційних супутників, а погрішності вимірів, обумовлені множинним відбиттям сигналів від цих об'єктів, були максимально можливо зменшені. Іоносфера була спокійною, погода сухою, радіозавад не було. Таким чином, отримані результати оцінки точності характеризують приймач навігаційних сигналів, використаний в ході експериментів.

Оцінка точності навігаційних вимірювань здійснювалась шляхом аналізу результатів попередньої обробки вимірювальної інформації з допомогою розробленого спеціалізованого програмного забезпечення (дивись 2.4).

На рисунках 2.1 – 2.4 наведені результати попередньої обробки сеансу вимірювань Gers, на рисунках 2.5 – 2.8 – аналогічні результати попередньої обробки сеансу вимірювань Mayd.

На рисунках 2.1 та 2.5 представлені результати пошуку аномальних значень вимірів для усіх супутників, спостережуваних протягом сеансів Gers і Mayd відповідно. На цих рисунках лініями позначені інтервали спостереження супутників, а червоними зірочками позначені точки, в яких значення вимірів були визнані аномальними.

На рисунках 2.2 та 2.6 представлені шумові погрішності вимірів, а на рисунках 2.3 і 2.7 – погрішності, обумовлені множинним поширенням сигналів усіх супутників (у метрах), спостережуваних протягом сеансів Gers і Mayd

відповідно. Значення цих погрешностей були оцінені шляхом згладжування (з різними значеннями параметрів функції, що згладжує) кодових вимірів з використанням фазових, у яких попередньо були усунуті циклічні стрибки.

На рисунках 2.4 і 2.8 представлені результати визначення координат за кодовими вимірами сеансів Gers і Mayd відповідно. Якщо на кожному з цих рисунків рахувати зліва направо та зверху вниз, то на першому графіку наведені значення геометричного фактора, на другому та на четвертому – відповідно, висотна та планова складові відхилення обчислених координат від еталонних (у метрах), а на третьому – похибка вимірів, обумовлена розходженням шкал часу приймача та GPS.

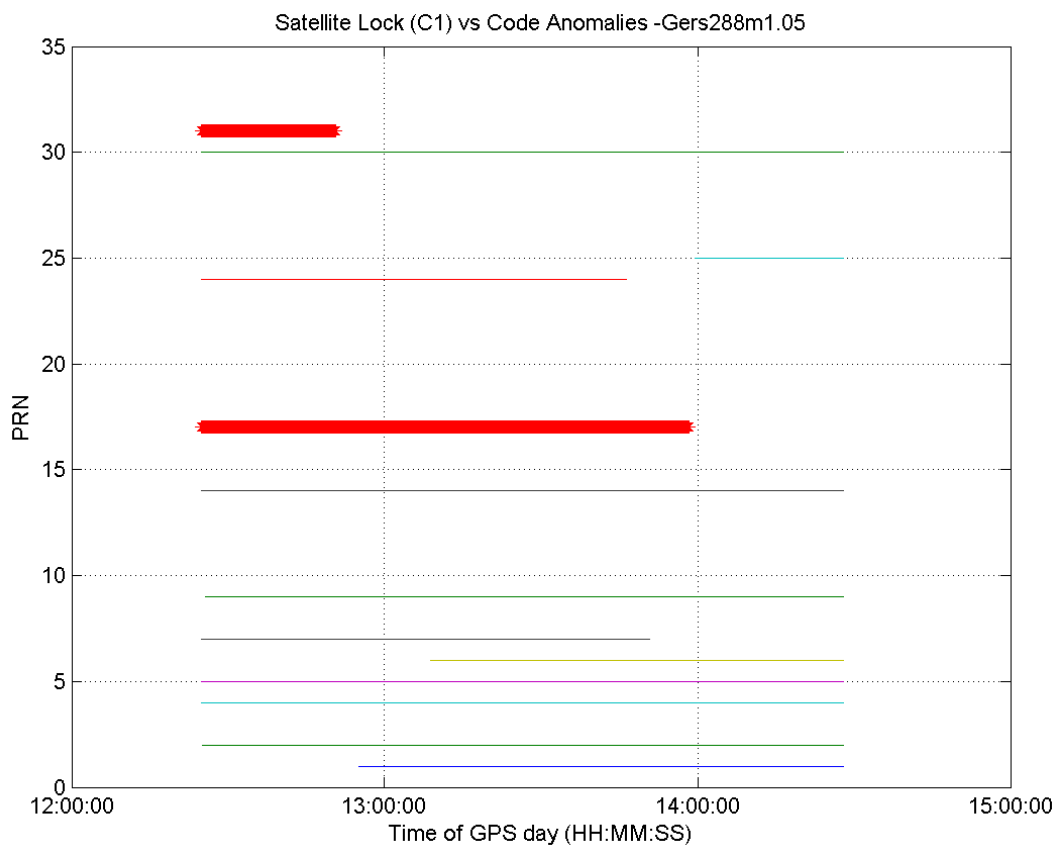


Рисунок 2.1 – Визначені аномалії вимірів для сеансу вимірювань Gers

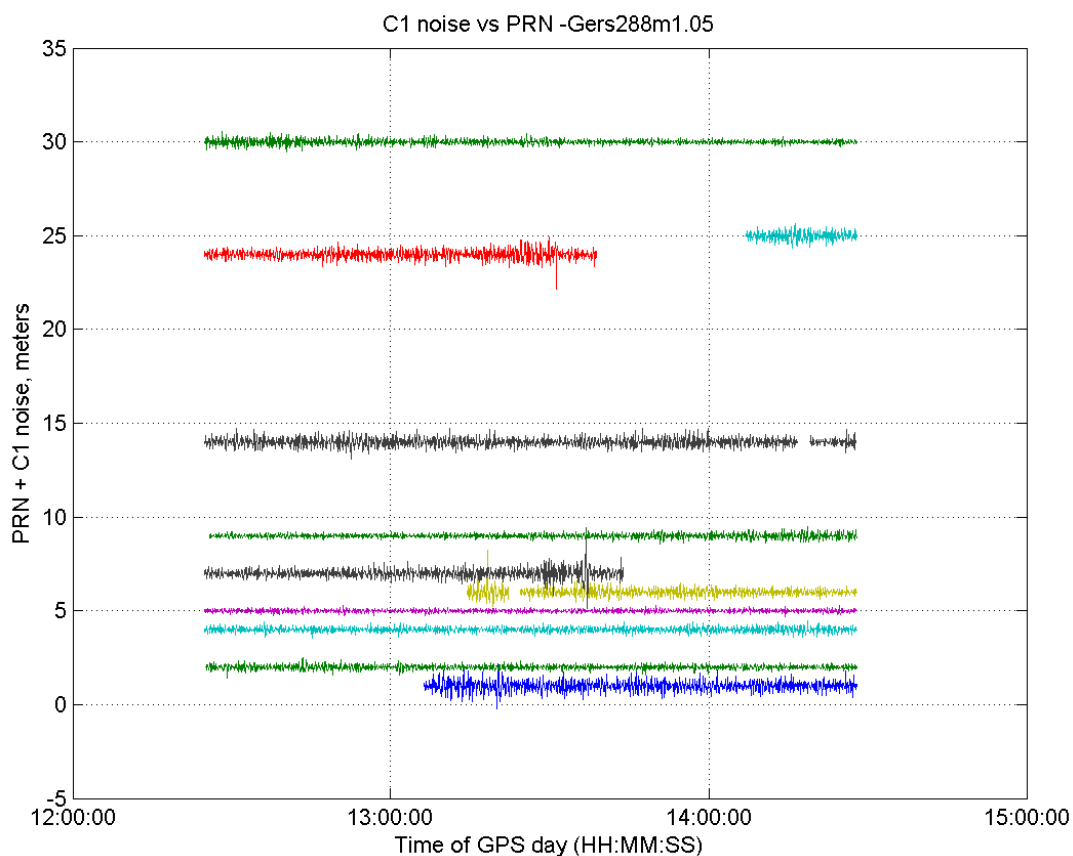


Рисунок 2.2 – Шумові погрішності кодових вимірів для сеансу вимірювань Gers

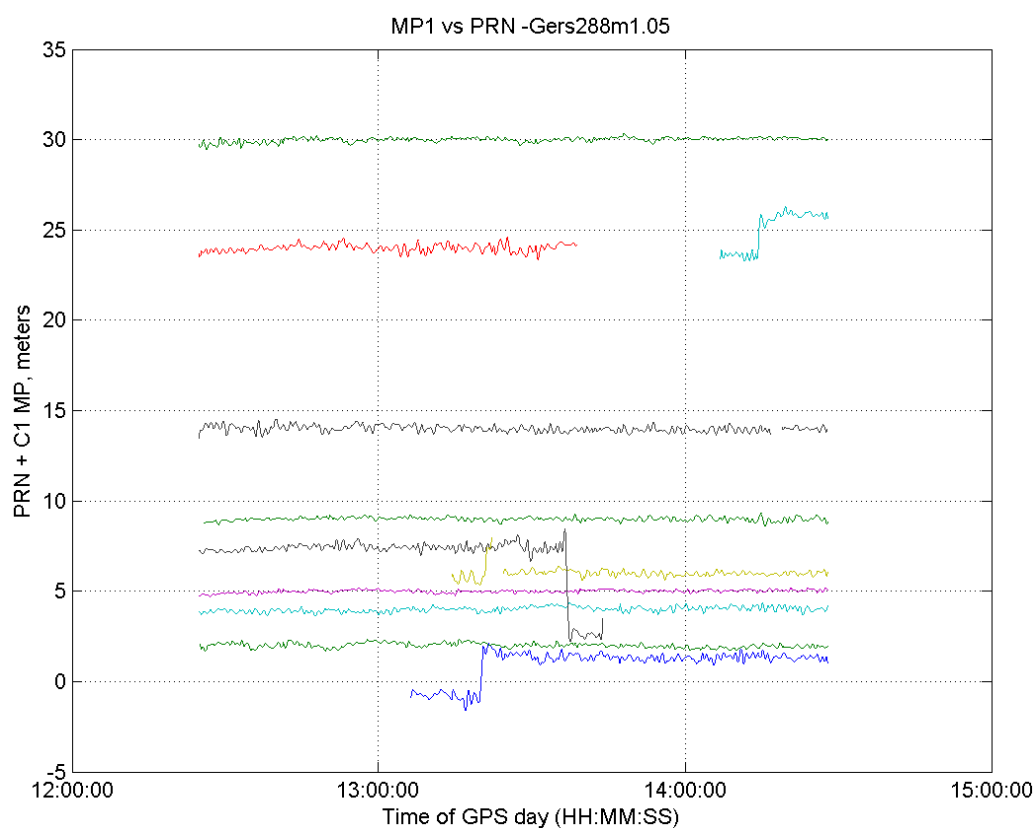


Рисунок 2.3 – Погрішності вимірів, обумовлені множинним поширенням сигналу, для сеансу вимірювань Gers

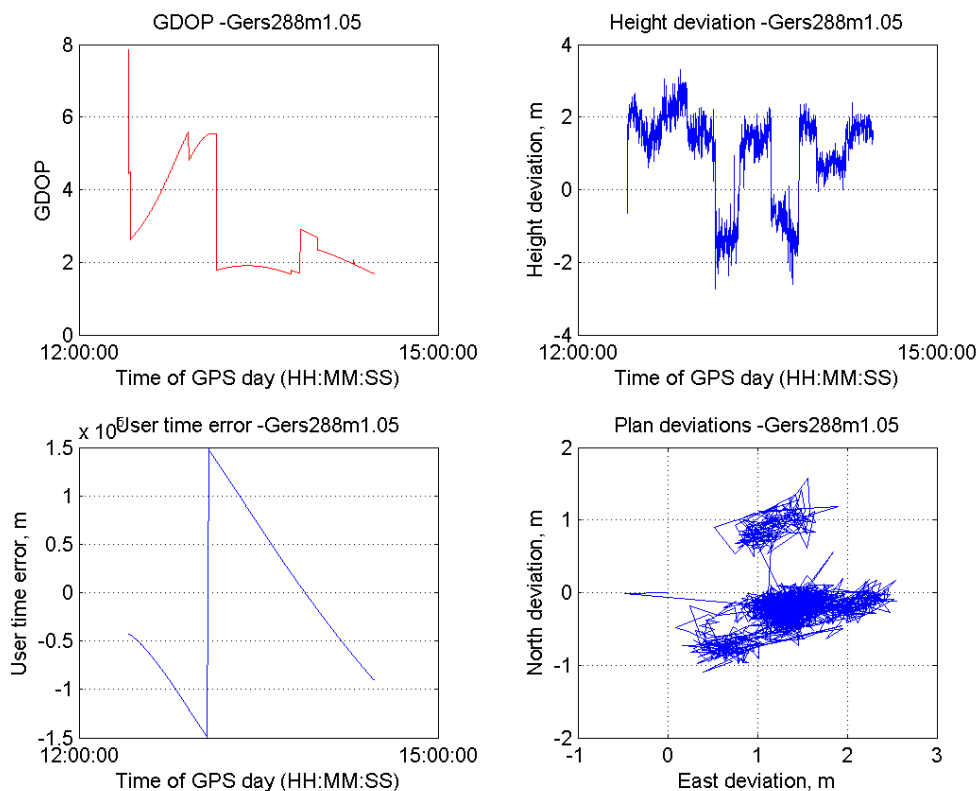


Рисунок 2.4 – Геометричний фактор (1), висотна (2) та планова (4) складові відхилення обчислених координат від еталонних і похибка вимірів, обумовлена розходженням шкал часу приймача та GPS (3) для сеансу вимірювань Gers

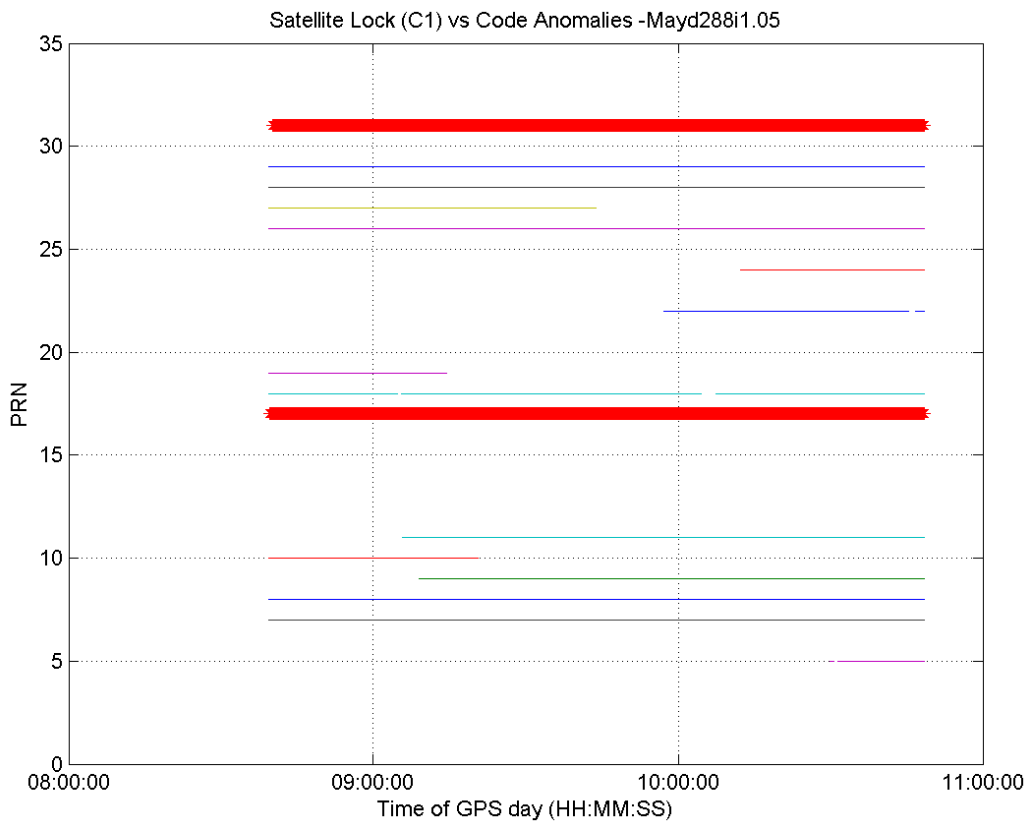


Рисунок 2.5 – Визначені аномалії вимірів для сеансу вимірювань Mayd

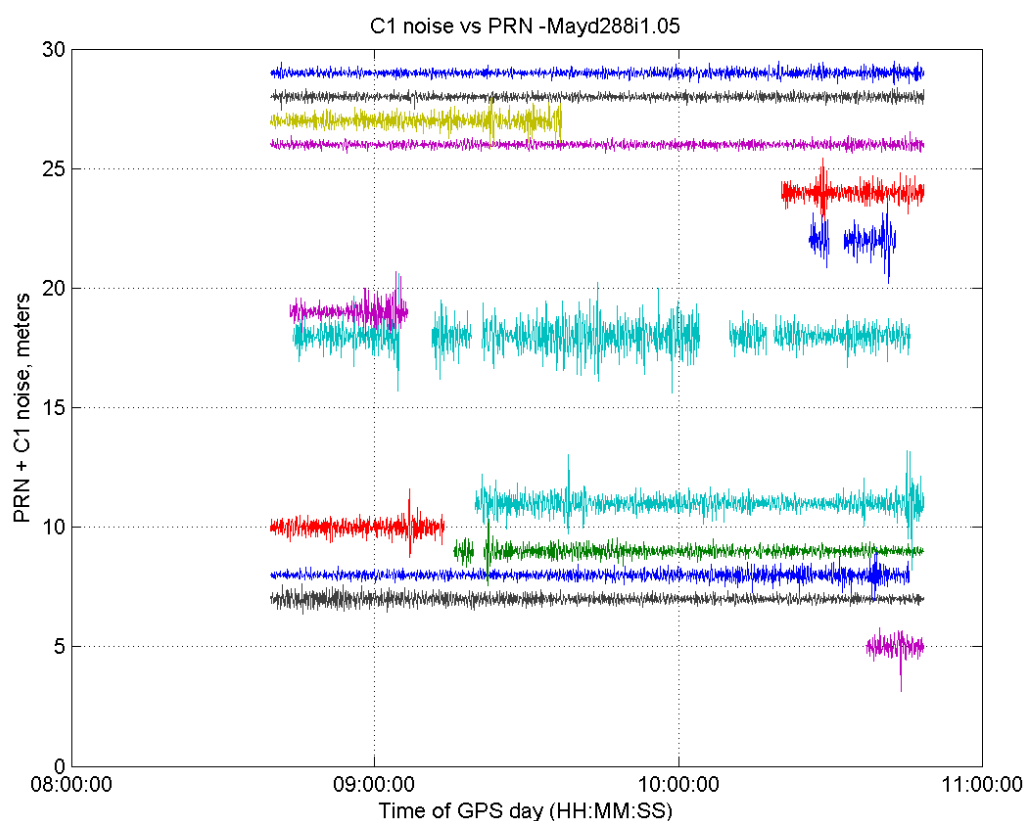


Рисунок 2.6 – Шумові погрішності кодових вимірів для сеансу вимірювань Mayd

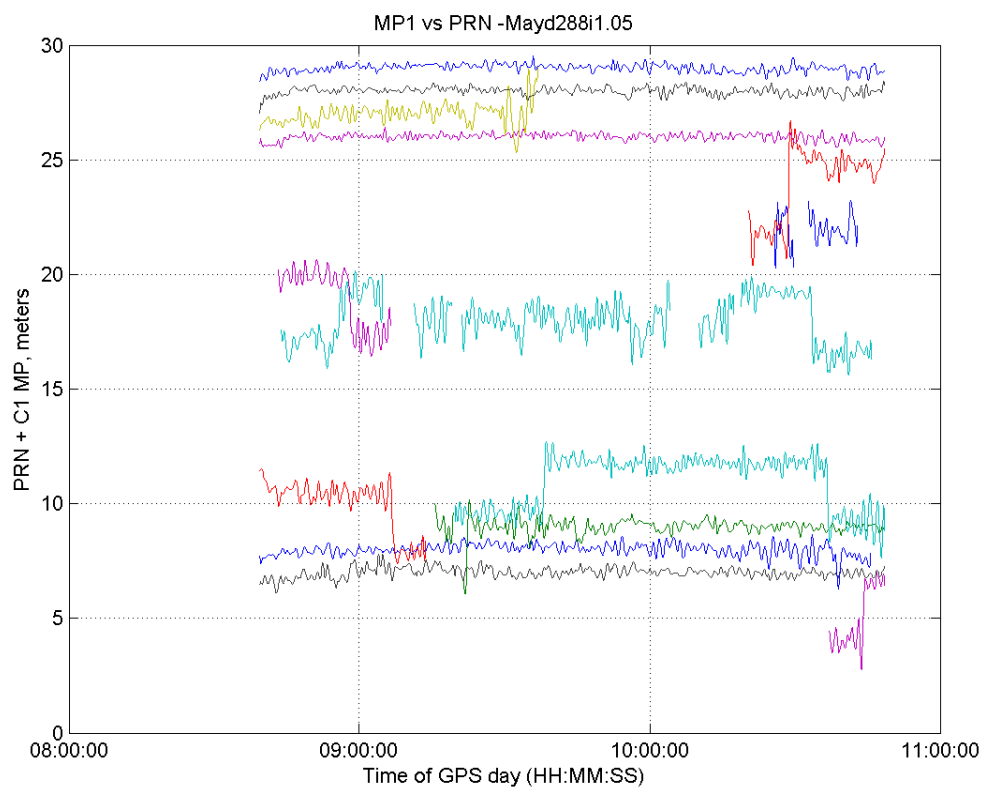


Рисунок 2.7 – Погрішності вимірів, обумовлені множинним поширенням сигналу, для сеансу вимірювань Mayd

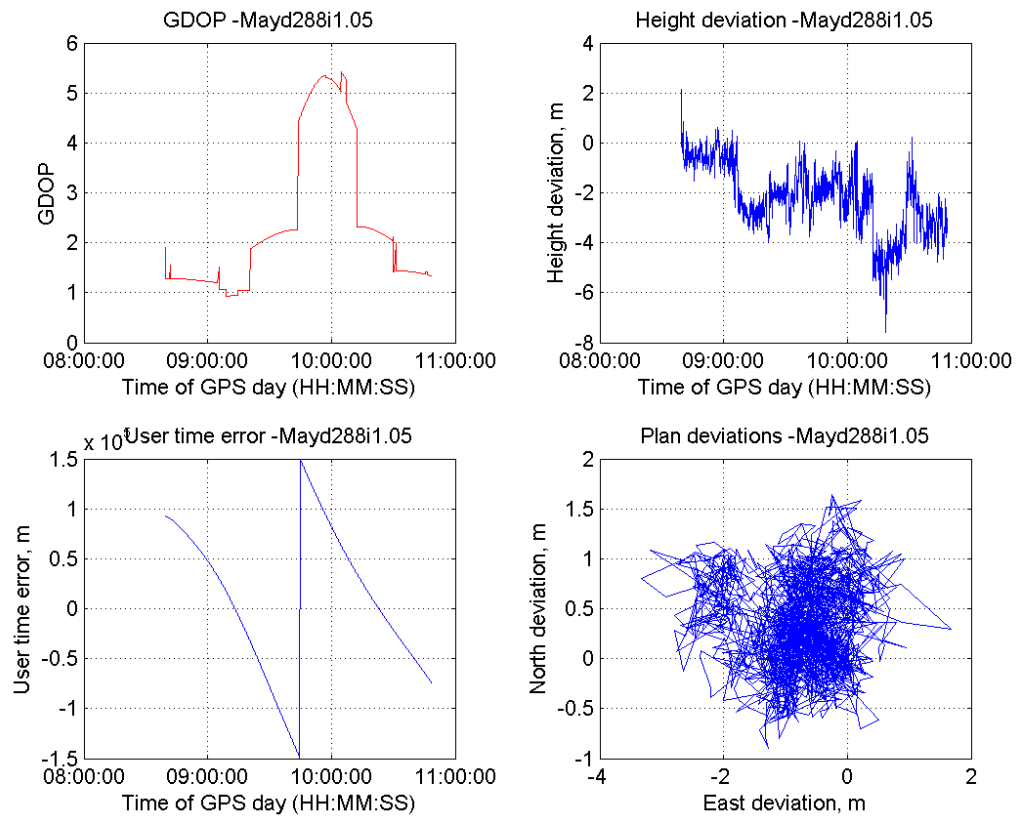


Рисунок 2.8 – Геометричний фактор (1), висотна (2) та планова (4) складові відхилення обчислених координат від еталонних і похибка вимірів, обумовлена розходженням шкал часу приймача та GPS (3) для сеансу вимірювань Mayd

Аналіз результатів попередньої обробки навігаційних спостережень показав наступне.

Усі виміри сигналів навігаційних супутників з номерами 17 та 32 в обох сеансах спостережень були визнані аномальними. В даному випадку це свідчило про недостовірність ефемерид для цих супутників (обидва сеанси спостережень проводилися в один день). В результаті уся вимірювальна інформація для цих супутників була відбракована, і подальша обробка проводилася без її використання.

Спостереження навігаційних супутників було фактично безперервним, шумові та обумовлені множинним поширенням сигналів погрішності вимірів не перевищували 1–1,5 м для супутників, що перебувають високо над горизонтом (кут місця більше 20 градусів), і 2,5 м для низьких супутників.

Як видно з рисунків 2.3 і 2.7, не всі фазові циклічні стрибки були знайдені і усунуті, однак, як показала подальша мережна обробка вимірювальної

інформації, це не завадило успішному розкриттю фазових невизначеностей та визначенню координат з високою точністю (дивись 2.10).

Похибки визначення координат в автономному режимі не перевищують 5 м в площині горизонту і 8 м по висоті, що відповідає точності позиціонування, заявлених в технічних характеристиках використовуваного приймача навігаційних сигналів [1].

2.4 Розроблення алгоритмів та дослідницького пз попередньої обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів

За основу для дослідницького ПЗ попередньої обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів був взятий базовий програмно-алгоритмічний комплекс (ПАК) ОСТАВА_PPA [10-15], розроблений фахівцями ХНУРЕ в тісному співробітництві з Головною астрономічною обсерваторією НАНУ. Цей програмно-алгоритмічний комплекс призначений для виконання попередньої обробки, аналізу первинних "сирих" GPS-спостережень базових станцій та споживачів в режимі післясеансної обробки.

Основні функції, які виконує ПАК ОСТАВА_PPA: повне усунення фазових циклічних стрибків спостережень на одній або обох частотах GPS (це дозволяє значно підвищити точність згладжування кодових спостережень з використанням фазових, надійність розрізнення фазових невизначеностей), виконання контролю якості кодових та фазових спостережень і бортової ефемеридної інформації, виділення й оцінка багатопроменевої складової кодових C/A і P2 спостережень, а також ряд інших важливих операцій. В результаті проведення попередньої обробки спостережень помітно підвищується надійність і точність координатних визначень [14].

Комплекс реалізований у середовищі MATLAB 7.0.4, він являє собою набір з близько 80 бібліотек різної складності з відкритим кодом.

Основні бібліотеки ОСТАВА:

а) підготовка єдиної ефемеридної інформації GPS (з використанням

бортових ефемерид супутників за добу) для всіх базових станцій і споживачів:

- 1) читання файлу ефемерид;
- 2) контроль якості ефемеридної інформації;
- 3) розрахунок координат супутників і частотно-часових корекцій;
- 4) формування "гладких" ефемерид супутників;
- 5) формування звіту про якість ефемеридної інформації;

б) підготовка файлу спостережень до обробки

- 1) читання RINEX-файлу з обробкою можливих у файлі позначок подій;
- 2) визначення темпу даних спостережень (незалежно від значень, вказаних у заголовку RINEX-файлу);

в) контроль цілісності файлу спостережень

- 1) виявлення й усунення з обробки епох, що не задовольняють темпу спостережень;
- 2) пошук і фіксація епох, що пропущені у спостереженнях;
- 3) пошук і видалення епох, що дублюються;

г) рішення навігаційної задачі з усуненням аномальних кодових спостережень на частоті L1

- 1) розрахунок координат супутників і частотно-часових корекцій;
- 2) формування "гладких" ефемерид супутників;
- 3) розрахунок іоносферних корекцій по моделі Клобушара;
- 4) розрахунок тропосферних вертикальних зенітних затримок і виправлень по моделі MOPS;
- 5) виявлення аномальних значень C1-псевдовідстаней у ході рішення навігаційної задачі;
- 6) перерахування систем координат;
- 7) розрахунок корекцій на обертання Землі;

д) визначення ділянок, що придатні для подальшої обробки;

е) обчислення кутів місця супутників і побудова траєкторій супутників на карті небесної півсфери;

є) виявлення й усунення мілісекундних (або з іншою дискретністю) стрибків в оцінках розбіжності шкал часу:

- 1) процедура сплайн-апроксимації;
- 2) усунення тренду дрейфу шкали часу зі спостережень;
- 3) контроль якості усунення стрибків шкали часу;

ж) інтерполяція спостережень до цілих секунд шкали GPS (синхронізація) ;

з) повторне рішення навігаційної задачі з усуненням аномальних кодових спостережень C1;

и) формування автоматизованого звіту у форматі HTML;

і) виявлення аномалій фазових спостережень по кодово-фазових лінійних комбінаціях (для надійності виконується в кілька проходів):

- 1) усунення зі спостережень динаміки руху супутників;
- 2) побудова лінійних комбінацій параметрів для візуального контролю спостережень;
- 3) формування таблиць даних про "великі фазові циклічні стрибки" (більші, ніж на 75-100 циклів) з використанням кодово-фазових лінійних комбінацій на всьому сеансі спостережень;
- 4) аналіз таблиці "великих циклічних стрибків", ухвалення рішень про аномальності ділянок фазових спостережень;

ї) аналіз сеансу спостережень на безперервність, визначення ділянок безперервності;

й) процедура оцінки середньоквадратичної похибки часового ряду;

к) виявлення й усунення фазових циклічних стрибків на частоті L1:

- 1) визначення ділянок фазових спостережень на частоті L1, придатних до обробки;
- 2) формування різниць фазових спостережень на частоті L1 між парами супутників;
- 3) формування подвійних різниць фазових спостережень на частоті L1 між парами супутників і парами станцій;
- 4) виявлення фазових циклічних стрибків у лінійних комбінаціях фазових спостережень на частоті L1;

- 5) ідентифікація фазових циклічних стрибків на частоті L1;
- б) контроль якості відновлення безперервності фазових спостережень на частоті L1 (по внутрішній збіжності);
- л) контроль якості відновлення безперервності фазових спостережень на частоті L1 (шляхом повторення п.13 і/або інших алгоритмів);
- м) виявлення й усунення фазових циклічних стрибків на частоті L2 (для двочастотних спостережень):
 - 1) визначення ділянок фазових спостережень на частоті L2, придатних до обробки;
 - 2) формування різниць фазових спостережень на частотах L1 і L2;
 - 3) виявлення фазових циклічних стрибків у лінійних комбінаціях фазових спостережень на частоті L2;
 - 4) контроль якості відновлення безперервності фазових спостережень на частоті L2 (по внутрішній збіжності) ;
- н) контроль якості відновлення безперервності фазових спостережень на частотах L1 і L2 (шляхом повторення п.15 і/або інших алгоритмів);
- о) згладжування кодових спостережень за допомогою фазових;
- п) оцінка багатопроменевості кодових спостережень;
- р) формування інтегральних оцінок якості сеансу спостережень;
- с) запис спостережень після оброблення в RINEX-файли;
- т) виявлення, оцінка й усунення фазових циклічних стрибків у фазових спостереженнях з високою динамікою.

Основні можливості ПАК ОСТАВА_PPA можуть бути описані наступним чином.

Відмінна риса - обробка не тільки традиційних подвійних різниць (або одинарних різниць "приймач-приймач") спостережень, але, головним чином, спостережень одного (окремого) приймача.

У ході обробки виконуються наступні дії:

- читання файлу спостережень у форматі RINEX
- обробка і контроль якості ефемеридної і частотно-часової "бортової" інформації навігаційних супутників

- попереднє рішення навігаційної задачі за кодовими спостереженнями для оцінки розбіжності шкали часу приймача і GPS
- відновлення безперервності кодових і фазових спостережень (усунення стрибків шкали часу приймача, типових для деяких типів устаткування);
- інтерполяція спостережень до цілих секунд GPS;
- виявлення фазових циклічних стрибків у спостереженнях на частотах L1 і L2, оцінка і корекція фазових циклічних стрибків на частотах L1 і L2 (або тільки L1) для статичних і кінематичних способів спостережень на основі обробки як "безгеометричних" лінійних комбінацій фази несучої і коду для кожної траси "супутник–станція" окремо, так і прямих "супутник–супутник" одиночних різниць фази несучої (принципово новий підхід);
- оцінка багатопроменевості кодових спостережень C/A (P1) і P2;
- контроль якості кодових і лінійних комбінацій фазових спостережень, оцінка середньоквадратичної похибки двочастотних (C/A, P2, (L1-L2))спостережень (багатопроменевість, шуми);
- усунення (або обчислення з використанням ваг) аномальних спостережень, що не пройшли контроль якості;
- згладжування кодових спостережень з використанням фазових;
- редагування даних і формування файлу вимірів у форматі RINEX, що містить дані, "очищені" від фазових циклічних стрибків;
- графічне відображення і створення протоколу результатів обробки.

Програмне забезпечення забезпечує можливість обробки спостережень, отриманих як у статичному, так і в кінематичному режимах зйомки.

В ході розроблення дослідницького ПЗ попередньої обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів ПАК ОСТАВА_PPA був модернізований наступним чином.

Були розроблені алгоритми та програмні модулі читання файлів апостеріорних точних ефемерид у форматі SP3, оброблення і контролю якості цих ефемерид, обчислення за ними координат супутників. Залучення до обробки даних не тільки бортових, але й точних ефемерид дозволяє значно підвищити

точність визначення координат супутників, завдяки чому підвищується надійність роботи багатьох алгоритмів, що входять до складу ПАК ОСТАВА_РРА. Це, зокрема, алгоритми контролю якості навігаційних вимірів і відбраковування аномальних значень вимірів, виявлення, оцінка і корекція фазових циклічних стрибків, контроль якості кодових і лінійних комбінацій фазових спостережень, згладжування кодових спостережень з використанням фазових. Завдяки таким змінам у функціонуванні ПАК ОСТАВА_РРА підвищується точність визначення координат споживача.

Також був виконаний значний об'єм роботи, яка була спрямована на емпіричне визначення порогових значень в різних процедурах – тих, що забезпечують, з одного боку, мінімальний рівень помилкових спрацьовувань, завдяки чому досягається збереження максимального об'єму даних для обробки, і, з іншого боку, надійне виявлення і усунення помилок в кодових і фазових спостереженнях для різних типів устаткування.

2.5 Розроблення технології, алгоритмів та дослідницького пз мережної обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів

2.5.1 Вихідні дані

1.1. Вихідними даними алгоритмів та дослідницького ПЗ визначення координат рухомих споживачів на основі одночастотних фазових навігаційних вимірів з використанням інформації мережі базових станцій є:

- точні координати базових станцій, що формують мережу;
- вимірювальна інформація мережі базових станцій і споживача;
- координати навігаційних супутників;
- приблизні координати приймача споживача, оцінені на основі кодових навігаційних вимірів у автономному режимі місцевизначення, без залучення інформації мережі базових станцій, або однобазовому диференціальному режимі з найближчою до споживача базовою станцією;

- поправки для корекції погрішностей вимірів, обумовлених наявністю на шляху радіосигналу атмосфери – іоносфери і тропосфери.

Вимірювальна інформація усіх приймачів, задіяних при розв'язанні даної задачі, має бути попередньо оброблена – у ній мають бути відбраковані дані, що містять аномальні погрішності, усунуті стрибки фази і виділені ділянки, у межах яких стрибки фази відсутні. Крім того, в інформації базових станцій мають бути розкриті фазові невизначеності по відношенню до однієї вибраної станції (так званої Master station), а також виміри усіх приймачів мережі мають бути синхронізовані.

Поправки для корекції атмосферних ефектів можуть бути розраховані на основі будь-яких моделей, тільки б вони були однаковими для усіх приймачів, щоб виключити вплив на виміри методичних погрішностей різних моделей атмосфери. Найточніша корекція атмосферних погрішностей вимірів може бути досягнута при використанні регіональних моделей іоносфери і тропосфери, сформованих на основі реальних вимірів базових станцій мережі. Але якщо з якоїсь причини регіональні моделі тропосфери та іоносфери не були сформовані, то для споживача, як і для базових станцій, відповідні поправки можуть бути розраховані, наприклад, за моделями Клобушара (для іоносферної погрішності) та MOPS (для тропосферної погрішності). Саме ці моделі, як ті, що не потребують залучення додаткової інформації, були вибрані для реалізації в розробленому дослідницькому ПЗ.

2.5.2 Постановка задачі

Рівняння перших різниць фазових спостережень двох нерухомих приймачів (базової станції і споживача), що являють собою основу для розв'язання навігаційної задачі, можуть бути записані наступним чином:

$$\Delta R_i(t_k) + c \cdot \Delta T(t_k) + \lambda \cdot \Delta N_i + \Delta \delta_i(t_k) = \Delta S_i(t_k), \quad i = 1, \dots, I, \quad k = 1, \dots, K, \quad (2.1)$$

або, в лінеарізованому вигляді:

$$h_i^{*T}(t_k) \cdot \Delta x + c \cdot \Delta T(t_k) + \lambda \cdot \Delta N_i + \Delta \delta_i(t_k) = \Delta \Delta S_i(t_k), \quad i = 1, \dots, I, \quad (2.2)$$

$$k = 1, \dots, K,$$

де t_k – чергова епоха вимірювань,

i – номер навігаційного супутника,

K – кількість епох у сеансі вимірювань,

$\Delta S_i(t_k) = S_{rov,i}(t_k) - S_{bas,i}(t_k)$ – різниця фазових псевдовідстаней, виміряних для i -го супутника приймачем споживача, координати якого обчислюються, і базовою станцією (використовуються псевдовідстані, в які введені поправки, що корегують тропосферні та іоносферні погрішності вимірів),

$\Delta R_i(t_k) = R_{rov,i}(t_k) - R_{bas,i}(t_k)$ – різниця геометричних відстаней між i -м супутником і кожним з двох приймачів,

c – швидкість світла,

λ – довжина хвилі, що відповідає частоті вимірювань,

$\Delta T(t_k)$ – різниця відходів шкал часу двох приймачів,

ΔN_i – різниця фазових невизначеностей для i -го супутника, які відповідають приймачам споживача і базової станції (ціле число),

$\Delta \delta_i(t_k)$ – різниця сумарних погрішностей вимірів двох приймачів, що відповідають i -му супутнику,

$$\Delta \Delta S_i(t_k) = \Delta S_i(t_k) - (R_{rov,i}^*(t_k) - R_{bas,i}(t_k)),$$

$$R_{rov,i}^*(t_k) = \sqrt{(x_{rov}^* - X_i(t_k))^2 + (y_{rov}^* - Y_i(t_k))^2 + (z_{rov}^* - Z_i(t_k))^2} \quad - \quad \text{оцінка}$$

величини $R_{rov,i}(t_k)$, обчислена з використанням приблизних значень координат споживача,

$(x_{rov}^*, y_{rov}^*, z_{rov}^*)^T$ – вектор приблизних координат споживача,

$(X_i(t_k), Y_i(t_k), Z_i(t_k))^T$ – вектор координат i -го навігаційного супутника,

$h_i^*(t_k)$ – вектор часткових похідних параметра $R_{rov,i}(t_k)$ по координатах споживача,

$$h_i^*(t_k) = \left(\frac{x_{rov}^* - X_i(t_k)}{R_{rov,i}^*(t_k)}, \frac{y_{rov}^* - Y_i(t_k)}{R_{rov,i}^*(t_k)}, \frac{z_{rov}^* - Z_i(t_k)}{R_{rov,i}^*(t_k)} \right)^T, \quad (2.3)$$

Δx – вектор-поправка до приблизних координат споживача (різниця між приблизними і точними координатами).

Невідомими параметрами, що підлягають визначенню, є величини $\Delta T(t_k)$, ΔN_i та Δx . Їх кількість дорівнює $I + K + 3$.

Спільна обробка вимірювальної інформації споживача і кількох базових станцій створює просторову надлишковість даних. Це дозволяє точніше корегувати просторово корельовані складові погрішностей вимірів (тропосферну, іоносферну та ефемеридну компоненти погрішностей), а також усереднювати і, внаслідок цього, зменшувати погрішності, обумовлені шумами та множинним поширенням сигналів для різних приймачів. Зазначимо, що у разі виконання поставленої умови відносно створення єдиної мережевої шкали часу і розкриття фазових невизначеностей між станціями мережі, мережева обробка вимірювальної інформації може виконуватися з тим же складом невідомих величин, що й однобазова обробка. Завдяки усім цим факторам спільна обробка вимірів споживача і мережі базових станцій дозволяє отримати суттєво точнішу оцінку невідомих параметрів ($\Delta T(t_k)$, ΔN_i і Δx), ніж однобазова обробка.

У разі одночасної обробки вимірів нерухомого споживача й усіх станцій мережі системи рівнянь перших різниць (2.1) і (2.2) набувають наступного вигляду:

$$\Delta R_{ij}(t_k) + c \cdot \Delta T(t_k) + \lambda \cdot \Delta N_i + \Delta \delta_{ij}(t_k) = \Delta S_{ij}(t_k), \quad (2.4)$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K,$$

$$h_{ij}^{*T}(t_k) \cdot \Delta x + c \cdot \Delta T(t_k) + \lambda \cdot \Delta N_i + \Delta \delta_{ij}(t_k) = \Delta \Delta S_{ij}(t_k), \quad (2.5)$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K,$$

де j – номер базової станції,

J – кількість базових станцій,

а невідомі величини залишаються тими ж, що й раніше.

Якщо споживач рухається, його координати потрібно визначати незалежно для кожної епохи вимірів, тобто система рівнянь (2.5) набуває вигляду

$$h_{ij}^{*T}(t_k) \cdot \Delta x(t_k) + c \cdot \Delta T(t_k) + \lambda \cdot \Delta N_i + \Delta \delta_{ij}(t_k) = \Delta \Delta S_{ij}(t_k),$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K,$$

а кількість невідомих зростає до $I + 4K$.

2.5.3 Загальний підхід до розв'язання задачі визначення координат рухомих споживачів на основі одночастотних фазових навігаційних вимірів

Задача визначення координат рухомого приймача навігаційних сигналів за його фазовими вимірами (кінематичний режим навігаційних вимірів) є загальнішою і набагато складнішою за аналогічну задачу для нерухомого приймача (статичний режим навігаційних вимірів). У другому випадку єдині координати визначаються за усією сукупністю навігаційних вимірів, завдяки чому шумоподібні погрішності вимірів усереднюються і точність оцінки координат зростає. У випадку ж рухомого приймача координати необхідно визначати на основі лише однієї епохи вимірів, і через малу надлишковість даних точність місцевизначення є значно нижчою, ніж для нерухомого приймача. Для підвищення точності координат в цій задачі необхідно здійснювати набагато точнішу корекцію усіх погрішностей вимірів, що значно скорочує допустиму відстань від споживача до базових станцій мережі.

Є й інші складності. При обробці фазових вимірів рухомого приймача вирішувати навігаційну задачу незалежно для кожної епохи вимірів не дозволяє надлишкова кількість невідомих, яка дорівнює, як видно з 2.5.2, $I + 4$ ($K = 1$), тоді як кількість вимірів для однієї епохи складає лише I . При збільшенні ж кількості епох, виміри яких оброблюються сумісно, число невідомих параметрів зростає в арифметичній прогресії (кожній новій епосі відповідає чотири додаткових невідомих), тому надлишковість даних росте повільно, і для надійного розкриття фазових невизначеностей необхідно залучати додаткову інформацію та ускладнювати алгоритми оброблення.

Зважаючи на викладене вище, з метою запобігти необхідності залучення додаткової інформації, яка на практиці не завжди є легкодоступною, в розроблених алгоритмах був реалізований метод оброблення кінематичної інформації, накопиченої зі статичною ініціалізацією. Такий спосіб накопичення кінематичної інформації є дуже поширеним у світовій практиці і полягає у тому,

що приймач навігаційних сигналів, перш ніж почати рухатися, деякий час стоїть на місці і реєструє навігаційні виміри у статичному режимі. Це дає можливість спочатку обробити накопичені виміри нерухомого приймача і розкрити фазові невизначеності (принаймні, більшість з них), а потім, зважаючи на те, що значення фазових невизначеностей не змінюється протягом безперервного спостереження супутника, ввести ці значення в якості корекцій у подальші виміри рухомого приймача. Таким чином, невідомими параметрами при обробленні даних рухомого приймача залишаються координати і розходження шкал часу для кожної епохи вимірів, а також фазові невизначеності – ті, що не були розкриті (якщо такі є) або ті, що відповідають новим періодам безперервного спостереження навігаційних супутників (після перерви у спостереженні супутника або при появі нового супутника). Завдяки такому зменшенню кількості невідомих точність їх оцінки суттєво підвищується, а сам процес оброблення спрощується.

2.5.4 Алгоритм розкриття фазових невизначеностей

В рамках розробленого дослідницького ПЗ обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів був реалізований float-алгоритм обробки перших різниць фазових вимірів, в ході виконання якого величини ΔN_i оцінюються одночасно з іншими невідомими як дійсні числа, і тільки після цього їхні значення округляються до цілих.

Опишемо реалізований float-алгоритм оброблення вимірів нерухомого приймача навігаційних сигналів.

Система рівнянь (2.5) (а отже, і система (2.4)), не має однозначного рішення: стовпці її матриці, що відповідають невідомим $\Delta T(t_k)$ і ΔN_i , є лінійно залежними. В зв'язку з цим будемо шукати рішення модифікованої системи:

$$h_{ij}^{*T}(t_k) \cdot \Delta x + \Delta(t_k) + \alpha_i + \Delta \delta_{ij}(t_k) = \Delta \Delta S_{ij}(t_k), \quad (2.6)$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K,$$

де $\Delta(t_k) = c \cdot (\Delta T(t_k) - \Delta T(t_1))$, $\Delta(t_1) = 0$,

$$\alpha_i = c \cdot \Delta T(t_1) + \lambda \cdot \Delta N_i.$$

У цій системі рівнянь невідомими величинами є параметри Δx , $\Delta(t_k)$ і α_i , і всі стовпці її матриці є лінійно незалежними. Отже, ця система має однозначне рішення, яке може бути знайдене за методом найменших квадратів.

Для зниження порядку матриць, що обертаються при реалізації метода найменших квадратів, розділимо вектор невідомих на дві частини: $y_1 = (\Delta x^T, \alpha_1, \dots, \alpha_I)^T$ і $y_2 = (\Delta(t_2), \dots, \Delta(t_K))^T$. Тоді матричне представлення системи (2.6) буде мати вигляд:

$$A \cdot y_1 + B \cdot y_2 + \Delta\delta = \Delta\Delta S,$$

де A – матриця часткових похідних рівнянь системи (2.6) по елементам вектора y_1 ,

B – матриця часткових похідних рівнянь системи (2.6) по елементам вектора y_2 ,

$\Delta\delta$ – вектор, що складається із значень $\Delta\delta_{ij}(t_k)$, $i = 1, \dots, I$, $k = 1, \dots, K$, $j = 1, \dots, J$,

$\Delta\Delta S$ – вектор, що складається із значень $\Delta\Delta S_{ij}(t_k)$, $i = 1, \dots, I$, $k = 1, \dots, K$, $j = 1, \dots, J$.

Значення векторів y_1 і y_2 обчислюються наступним чином:

$$\begin{aligned} y_1 &= (A^T P A)^{-1} A^T P \Delta\Delta S, \\ P &= W - W B (B^T W B)^{-1} B^T W, \\ y_2 &= (B^T W B)^{-1} B^T W (\Delta\Delta S - A y_1), \end{aligned} \tag{2.7}$$

де W – вагова матриця, обернена до коваріаційної матриці вектора погрішностей вимірів $\Delta\delta$. Розроблений і застосований у даній роботі спосіб оцінювання коваріаційної матриці вектора $\Delta\delta$ наведено у 2.6.

При цьому коваріаційні матриці отриманих оцінок векторів y_1 і y_2 мають вигляд:

$$K(y_1) = (A^T P A)^{-1},$$

$$K(y_2) = (B^T W B)^{-1} \cdot \left[E + B^T W A (A^T P A)^{-1} A^T W B (B^T W B)^{-1} \right].$$

Наведений алгоритм спільної оцінки двох векторів, як нескладно показати, є цілком еквівалентним отриманню значення «об'єднаного» вектора невідомих $\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix}$ з допомогою звичайного метода найменших квадратів.

Виміри рухомого приймача обробляються за тим же алгоритмом, що і виміри нерухомого, лише з тією різницею, що поправки до координат споживача обчислюються окремо для кожної епохи вимірів і мають вигляд $\Delta x(t_k)$, відповідно змінюється вигляд і розмір матриці A , решта матриць і векторів лишається без змін.

У склад float-рішення, отриманого за співвідношеннями (2.7), входить оцінка головного шуканого параметра – поправки до координат споживача Δx (або, в разі рухомого приймача, $\Delta x(t_k)$, $k = 1, \dots, K$). Однак численність інших невідомих (α_i і $\Delta(t_k)$), що оцінюються разом з цією величиною, неминуче погіршує точність її визначення. Для підвищення точності позиціювання необхідно до кінця розкрити фазові невизначеності, тобто отримати значення параметрів ΔN_i як цілі числа. Це можна зробити за припущення, що $\left| \frac{c}{\lambda} \cdot \Delta T(t_1) \right| < 1$. Тоді значення ΔN_i знаходяться шляхом округлення величин α_i / λ , причому округлення може бути виконане однозначно лише для тих параметрів α_i , СКП яких, $\sigma(\alpha_i)$, задовільняє умові: $3 \cdot \sigma(\alpha_i) < \lambda / 2$. Якщо ця умова не виконується, то відповідна фазова невизначеність не може бути розкрита.

Розрізнені фазові невизначеності виключаються з числа невідомих системи (2.6) і вводяться в її рівняння як поправки. Рішення модифікованої таким чином системи (fixed-рішення) має значно вищу точність, ніж отримане раніше float-рішення, що обумовлюється зменшенням кількості невідомих параметрів, які підлягають визначенню.

2.5.5 Розв'язання навігаційної задачі

Як уже було сказано, після округлення одержаних в складі float-рішення оцінок параметрів ΔN_i і введення їх у виміри приймача споживача в якості поправок може бути отримана ще одна оцінка координат споживача (так зване fixed-рішення). Вона, у разі повного і правильного розрізнення фазових невизначеностей, переважає за точністю координати, обчислені по float-рішенню.

Після розкриття фазових невизначеностей координати споживача обчислюються на кожну епоху незалежно, разом з розходженням шкал часу споживача і мережі базових станцій, за ітераційним алгоритмом. При цьому для роботи даного алгоритму на кожну епоху необхідна наявність інформації, що відповідає щонайменше чотирьом супутникам.

На n – му кроці ітерації поправка $\Delta\Theta_n(t_k)$ до приблизних координат споживача і розходження шкал часу обчислюється за формулою:

$$\Delta\Theta_n(t_k) = \left(H_{n-1}^T(t_k) \cdot W(t_k) \cdot H_{n-1}(t_k) \right)^{-1} \cdot H_{n-1}^T(t_k) \cdot W(t_k) \cdot \Delta\Delta S_{ij,n-1}(t_k),$$

$$\text{де } H_{n-1}(t_k) = \begin{pmatrix} \vdots & \vdots \\ h_{i1,n-1}^*(t_k) & 1 \\ \vdots & \vdots \\ \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ h_{iJ,n-1}^*(t_k) & 1 \\ \vdots & \vdots \end{pmatrix};$$

J – кількість базових станцій в мережі;

$\Delta\Delta S_{ij,n-1}(t_k)$ обчислюється за формулою, наведеною в 2.5.2 для $\Delta\Delta S_{ij}(t_k)$ з використанням оцінки координат споживача, отриманої на $(n-1)$ -му кроці ітерації та вимірювальної інформації споживача, у яку введені поправки, що коригують розкриті фазові невизначеності;

$h_{ij,n-1}^*(t_k)$ обчислюється за формулою (2.3) з використанням оцінки координат споживача, отриманої на $(n-1)$ -му кроці ітерації;

$W(t_k)$ – діагональна вагова матриця, обчислена на момент часу t_k за алгоритмом, наведеним у 2.6;

$\Theta_n(t_k) = (x_n^*(t_k), y_n^*(t_k), z_n^*(t_k), \tau_n)^T$ – отриманий на n -ому кроці ітерації вектор оцінок координат споживача і величини, пропорційної розходженню шкал часу споживача і мережі базових станцій;

$$\tau_n = c \cdot T_n;$$

$c = 299792458$ м/с – швидкість світла;

T_n – оцінка величини розходження шкал часу споживача і мережі;

$\Delta\Theta_n(t_k) = (\Delta x_n^*(t_k), \Delta y_n^*(t_k), \Delta z_n^*(t_k), \Delta\tau_n)^T$ – поправка до вектора $\Theta_n(t_k)$, обчислена на n -ому кроці ітерації.

На першому кроці ітерації ($n=1$) обчислюється значення геометричного фактора:

$$GF = \sqrt{G(1,1) + G(2,2) + G(3,3)},$$

де $G(i,i)$ – i -й діагональний елемент матриці $G = (H_1^T(t_k) \cdot H_1(t_k))^{-1}$.

Якщо $GF > 10$, то координати споживача на цю епоху не обчислюються.

Вектор оцінок координат споживача и розходженню шкал часу споживача і мережі базових станцій обчислюється n -ому кроці ітерації за формулою:

$$\Theta_n(t_k) = \Theta_{n-1}(t_k) + \Delta\Theta_n(t_k), \quad n = 1, 2, \dots$$

$\Theta_0(t_k) = (x_{rov}^*, y_{rov}^*, z_{rov}^*, 0)^T$ – формується з використанням координат, обчислених за кодovими вимірами.

Ітераційний процес закінчується при досягненні n значення 5 або при виконанні умови:

$$\max(|\Delta x_n^*(t_k)|, |\Delta y_n^*(t_k)|, |\Delta z_n^*(t_k)|) < \varepsilon,$$

де $\varepsilon = 0.00001$ – потрібна точність обчислень.

2.6 Проведення апріорної оцінки точності визначення параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань навігаторів

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 позиціювання 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.

Точність визначення невідомих параметрів, як відомо, зростає при зменшенні їх кількості, тому для оцінки максимальної досяжної точності визначення координат за фазовими навігаційними вимірами будемо вважати, що фазові невизначеності розкриті і невідомими є тільки координати та розходження шкали часу приймача споживача і шкали часу мережі базових станцій. В цьому разі задача (2.1) набуває спрощеного вигляду:

$$\Delta R_i(t_k) + c \cdot \Delta T(t_k) + \Delta \delta_{ij}(t_k) = \Delta S_{ij}(t_k),$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K,$$

або, в лінеарізованому вигляді:

$$h_i^{*T}(t_k) \cdot \Delta x(t_k) + c \cdot \Delta T(t_k) + \Delta \delta_{ij}(t_k) = \Delta \Delta S_{ij}(t_k),$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K,$$
(2.8)

де невідомими для епохи вимірів $t_k \in \Delta x(t_k)$ і $\Delta T(t_k)$.

Ця задача може бути вирішена незалежно для кожної епохи вимірів, і коваріаційна матриця її рішення має вигляд:

$$K(\Delta x, \Delta T) = (H^T W H)^{-1},$$

де H – матриця коефіцієнтів при невідомих параметрах у лівій частині системи лінійних рівнянь (2.8),

W – вагова матриця, обернена до $K(\Delta\delta)$ – коваріаційної матриці вектора погрішностей вимірів $\Delta\delta$.

Точність визначення шуканих параметрів характеризується їх середньоквадратичними похибками (СКП, σ), квадрати значення яких розташовані на діагоналі матриці $K(\Delta x, \Delta T)$.

Елементи матриці $H - h_i^*(t_k)$ – мають вигляд (2.3) і цілком визначаються взаємним розташуванням навігаційних супутників і приймача навігаційних сигналів, тому для оцінювання коваріаційної матриці $K(\Delta x, \Delta T)$ достатньо сформулювати матрицю $K(\Delta\delta)$.

У розробленому дослідницькому ПЗ обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів був реалізований алгоритм формування матриці $K(\Delta\delta)$ діагональною, де на діагоналі розташовані дисперсії параметрів $\Delta\delta_{ij}(t_k)$. Такий вигляд матриця $K(\Delta\delta)$ має за припущення, що погрішності вимірів, відповідні до різних супутників і різних епох, не корелюють між собою. Звичайно, припущення про діагональність коваріаційної матриці вимірів спрощує обчислення оцінки методу найменших квадратів, але робить її неоптимальною. У той же час, як показано в [16], зниження точності отриманого рішення в цьому випадку є невеликим, що робить припущення про некорельованість погрішностей вимірів припустимим.

Кожна з величин $\Delta\delta_{ij}(t_k)$, що являє собою різницю сумарних погрішностей одночастотних вимірів двох приймачів (приймачів споживача та j -ї базової станції мережі), отриманих для i -го супутника, може бути записана у наступному вигляді:

$$\Delta\delta_{ij}(t_k) = \Delta\delta_{Ion_{ij}}(t_k) + \Delta\delta_{Trop_{ij}}(t_k) + \Delta\delta_{Eph_{ij}}(t_k) + \Delta\delta_{MP_{ij}}(t_k) + \Delta\delta_{\varepsilon_{ij}}(t_k), \quad (2.9)$$

де $\Delta\delta_{Ion_{ij}}(t_k) = \delta_{Ion_{rov,ij}}(t_k) - \delta_{Ion_{bas,ij}}(t_k)$ – різниця погрішностей вимірів, обумовлених впливом іоносфери;

$\Delta\delta_{Trop_{ij}}(t_k) = \delta_{Trop_{rov,ij}}(t_k) - \delta_{Trop_{bas,ij}}(t_k)$ – різниця погрішностей вимірів, обумовлених впливом тропосфери;

$\Delta\delta Eph_{ij}(t_k) = \delta Eph_{rov,ij}(t_k) - \delta Eph_{bas,ij}(t_k)$ – різниця погрішностей вимірів, обумовлених неточністю координат супутника (ефемерид);

$\Delta\delta MP_{ij}(t_k) = \delta MP_{rov,ij}(t_k) - \delta MP_{bas,ij}(t_k)$ – різниця погрішностей вимірів, обумовлених множинним поширенням сигналів;

$\Delta\delta \varepsilon_{ij}(t_k) = \delta \varepsilon_{rov,ij}(t_k) - \delta \varepsilon_{bas,ij}(t_k)$ – різниця шумових погрішностей вимірів.

Усі компоненти сумарної погрішності вимірів, представлені в (2.9), мають різне походження й тому попарно не корельовані. Отже, дисперсія параметра $\Delta\delta_{ij}(t_k)$ має вигляд суми дисперсій доданків, що стоять у правій частині (2.9). Оцінимо дисперсію кожного з цих доданків.

На основі широко використовуваної для іоносфери моделі тонкого шару ([17]) може бути отримана наступна оцінка СКП різниці іоносферних погрішностей вимірів двох приймачів:

$$\sigma(\Delta\delta Ion_{ij}(t_k)) = \frac{1}{\sin El_{ij}^*(t_k)} \cdot \frac{40,3}{f^2} \cdot \sigma\left(\frac{\partial \Delta VTEC}{\partial \rho_{ij}^*(t_k)}\right) \cdot \rho_{ij}^*(t_k), \quad (2.10)$$

де f – частота, на якій проводяться виміри,

$El_{ij}^*(t_k)$ – кут місця супутника в точці перетину радіопроменем тонкої іоносфери (так званій “точці проколу” іоносфери),

$\rho_{ij}^*(t_k)$ – відстань між “точками проколу” іоносфери, що відповідають двом приймачам,

$\Delta VTEC$ – різниця зенітних електронних концентрацій у “точках проколу”, що відповідають двом приймачам.

Згідно до експериментальних оцінок параметра $\frac{\partial \Delta VTEC}{\partial \rho_{ij}^*(t_k)}$, наведених у роботі [18], його величина складає:

- у нічний час – від 0,018 ТЕС/км до 0,036 ТЕС/км;
- у денний час – від 0,072 ТЕС/км до 0,108 ТЕС/км;
- в період геомагнітних штормів – від 0,45 ТЕС/км до 0,9 ТЕС/км.

Формула (2.10) була отримана за припущення, що різницею кутів місця супутника в “точках проколу”, відповідних до двох приймачів, можна знехтувати. Через те, що в рамках даної задачі відстань між приймачами не перевищує кількох десятків кілометрів, таке припущення є цілком можливим. Зробивши аналогічне припущення для кутів місця, що відповідають точкам розташування приймачів, отримуємо вираз для СКП різниці тропосферних погрішностей:

$$\sigma(\Delta\delta Trop_{ij}(t_k)) = \frac{1}{\sin El_{ij}(t_k)} \cdot \sigma\left(\frac{\partial\Delta\delta Trop_{z,ij}(t_k)}{\partial\rho_j}\right) \cdot \rho_j, \quad (2.11)$$

де ρ_j – відстань між приймачами,

$\Delta\delta Trop_{z,ij}(t_k)$ – різниця зенітних тропосферних затримок у точках розташування приймачів,

$El_{ij}(t_k)$ – кут місця супутника.

Як свідчать результати серії експериментів, проведених з використанням реальних вимірів метеорологічних параметрів ([19]), величині

$\sigma\left(\frac{\partial\Delta\delta Trop_{z,ij}(t_k)}{\partial\rho}\right)$ може бути присвоєне значення 0,002 м/км.

Погрішність вимірів, обумовлена неточністю ефемерид, являє собою проекцію вектора помилок координат супутника на напрямок приймач-супутник. Тому за припущення, що помилки координат супутника не корельовані, а СКП кожної з них становить 5м, одержимо:

$$\sigma^2(\Delta\delta Eph_{ij}(t_k)) = 25 \cdot h_{ij}^T(t_k) \cdot h_{ij}(t_k), \quad (2.12)$$

де $h_{ij}(t_k) = \frac{1}{R_{rov,i}^*(t_k)} \cdot (x_{sv,i} - x_{rov}^*) - \frac{1}{R_{bas,ij}(t_k)} \cdot (x_{sv,i} - x_{bas,j})$,

$x_{sv,i}$ – вектор координат i -го супутника,

x_{rov}^* – вектор приблизних координат приймача споживача,

$x_{bas,j}$ – вектор координат j -ї базової станції,

$R_{rov,i}^*(t_k)$ – відстань від супутника до приймача споживача,

$R_{bas,ij}(t_k)$ – відстань від супутника до j -ї базової станції.

Як відомо([17]), величина погрішності вимірів, обумовленої множинним поширенням сигналів, не може перевищувати чверть довжини хвилі несучої частоти. Таким чином, для першої несучої частоти GPS ($f_1 = 1575,42 \cdot 10^6$ Гц), виміри на якій здійснюють усі типи навігаційних приймачів, $|\delta MP| \leq 0,0475$ м для кожної пари супутник-приймач і кожної епохи вимірів. Вважаючи цю величину рівною $3\sigma(\delta MP)$ (ймовірність того, що $|\delta MP| \leq 3\sigma(\delta MP)$, дорівнює 99%), отримаємо: $\sigma(\delta MP) = 0,0158$. Величина даної погрішності вимірів зростає при зменшенні кута місця супутника, тому будемо вважати отримане максимальне її значення значенням погрішності при куті місця 5 градусів і отримаємо: $\sigma(\delta MP)_{zenit} = 0,0158 \cdot \sin 5^\circ = 0,0014$. Ця складова погрішності виникає незалежно для кожної пари супутник-приймач, тому

$$\sigma^2(\Delta \delta MP)_{zenit} = \sigma^2(\delta MP_{rov})_{zenit} + \sigma^2(\delta MP_{bas})_{zenit} = 2\sigma^2(\delta MP)_{zenit},$$

$$\text{а отже } \sigma(\Delta \delta MP)_{zenit} = 0,002.$$

Враховуючи залежність цієї погрішності вимірів від кута місця супутника, отримаємо:

$$\sigma(\Delta \delta MP_{ij}(t_k)) = \sigma(\Delta \delta MP_{ij}(t_k))_{zenit} / \sin El_{ij}(t_k) = 0,002 / \sin El_{ij}(t_k), \quad (2.13)$$

І нарешті, оцінюючи величину дисперсії останнього компонента виразу (2.9) – шумової складової погрішності вимірів, також врахуємо її залежність від кута місця супутника:

$$\sigma(\Delta \delta \varepsilon_{ij}(t_k)) = 0,005 / \sin El_{ij}(t_k), \quad (2.14)$$

Таким чином, коваріаційна матриця погрішностей вимірів, сформована з урахуванням всіх зроблених припущень, має діагональний вигляд. На її діагоналі розташовані значення дисперсій погрішностей вимірів:

$$\begin{aligned} \sigma^2(\Delta \delta_{ij}(t_k)) = & \sigma^2(\Delta \delta Ion_{ij}(t_k)) + \sigma^2(\Delta \delta Trop_{ij}(t_k)) + \dots \\ & \sigma^2(\Delta \delta Eph_{ij}(t_k)) + \sigma^2(\Delta \delta MP_{ij}(t_k)) + \sigma^2(\Delta \delta \varepsilon_{ij}(t_k)), \end{aligned} \quad (2.15)$$

а величини доданків, що стоять у правій частині (2.15), обчислюються за допомогою формул (2.10)–(2.14).

2.6.2 Результати застосування алгоритму апіорної оцінки точності визначення параметрів руху

Результати застосування розробленого алгоритму апіорної оцінки точності визначення параметрів руху наземних рухомих об'єктів до оброблення реальних фазових навігаційних вимірів (опис умов накопичення вимірювальної інформації для проведення досліджень – дивись 2.8) наведені на рисунках 2.9, 2.11 і 2.13. На цих рисунках представлені значення 3σ для погрішностей визначення координат роверного приймача шляхом мережної обробки його фазових одночастотних вимірів, зареєстрованих протягом трьох проведених сеансів вимірів. Цей параметр є порогом, який не перевищують 99% значень абсолютної величини погрішності визначення координат.

Окрім апіорної оцінки точності визначення координат для кожного сеансу вимірів були обчислені значення геометричного фактора:

$$GF = \sqrt{G(1,1) + G(2,2) + G(3,3)},$$

де $G(i,i)$ – i -й діагональний елемент матриці $G = \left(H^T(t_k) \cdot H(t_k) \right)^{-1}$,

H – матриця коефіцієнтів при невідомих параметрах у лівій частині системи лінійних рівнянь (2.8).

Геометричний фактор, який залежить лише від кількості видимих навігаційних супутників і взаємного розташування супутників і приймача, є мірою впливу геометричної конфігурації сузір'я видимих супутників на точність визначення координат. На рисунках 2.10, 2.12 і 2.14 представлені значення геометричного фактора і кількість видимих супутників протягом сеансів вимірів Gers, Mayd і Garm відповідно.

Як видно з наведених рисунків, апіорні значення 3σ погрішності визначення кожної компоненти координат, обчислені на основі зареєстрованої в ході проведеного експерименту вимірювальної інформації, в більшості випадків не перевищують 0,3 м. Перевищення цього порогу обумовлене значною величиною (більше 6) геометричного фактора.

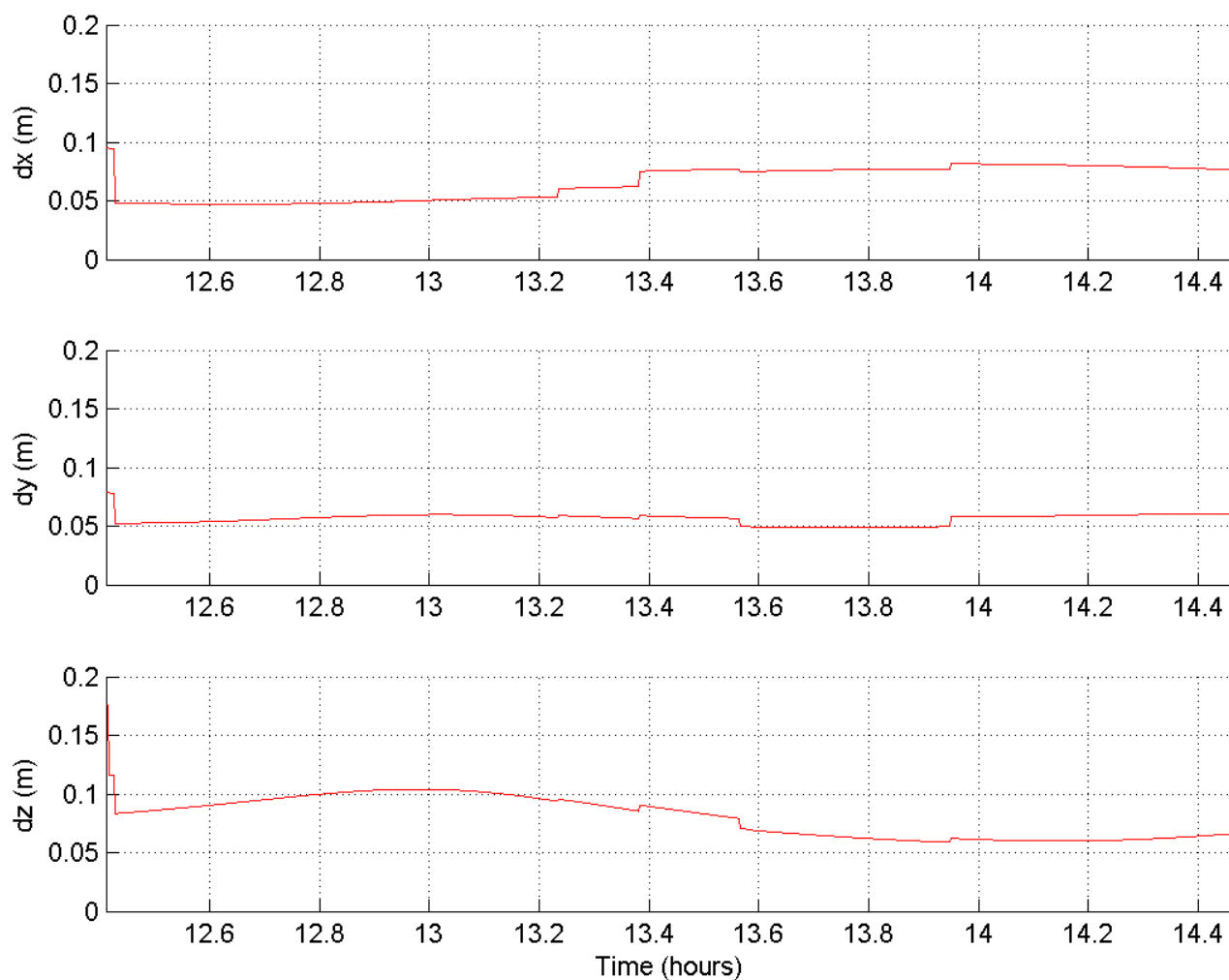


Рисунок 2.9 – Априорна оцінка погрешностей визначення координат (значення 3σ) приймача Gers з використанням інформації мережі базових станцій

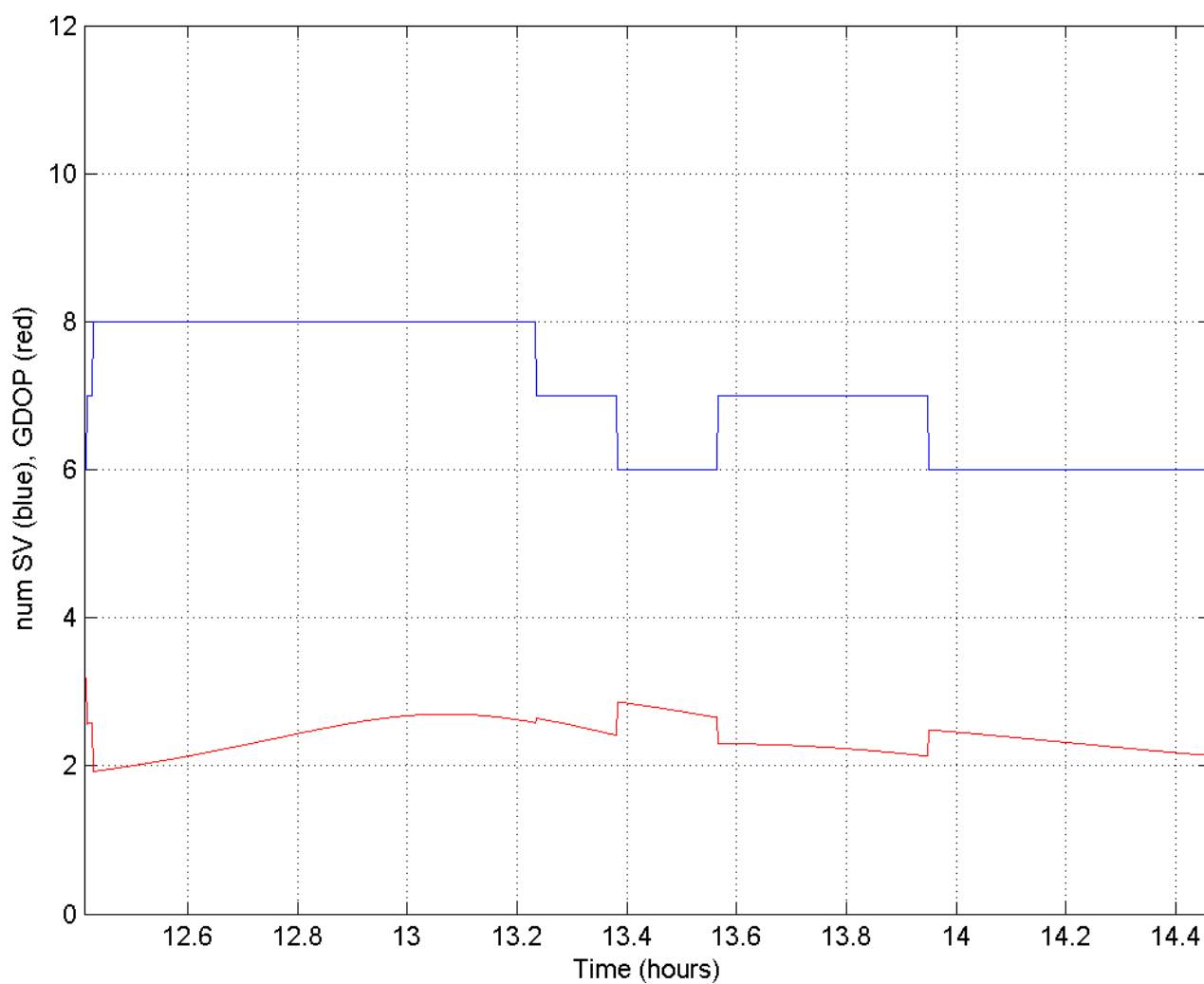


Рисунок 2.10 – Кількість видимих протягом сеансу спостережень приймача Gers навігаційних супутників (синя лінія) і відповідні значення геометричного фактора (червона лінія)

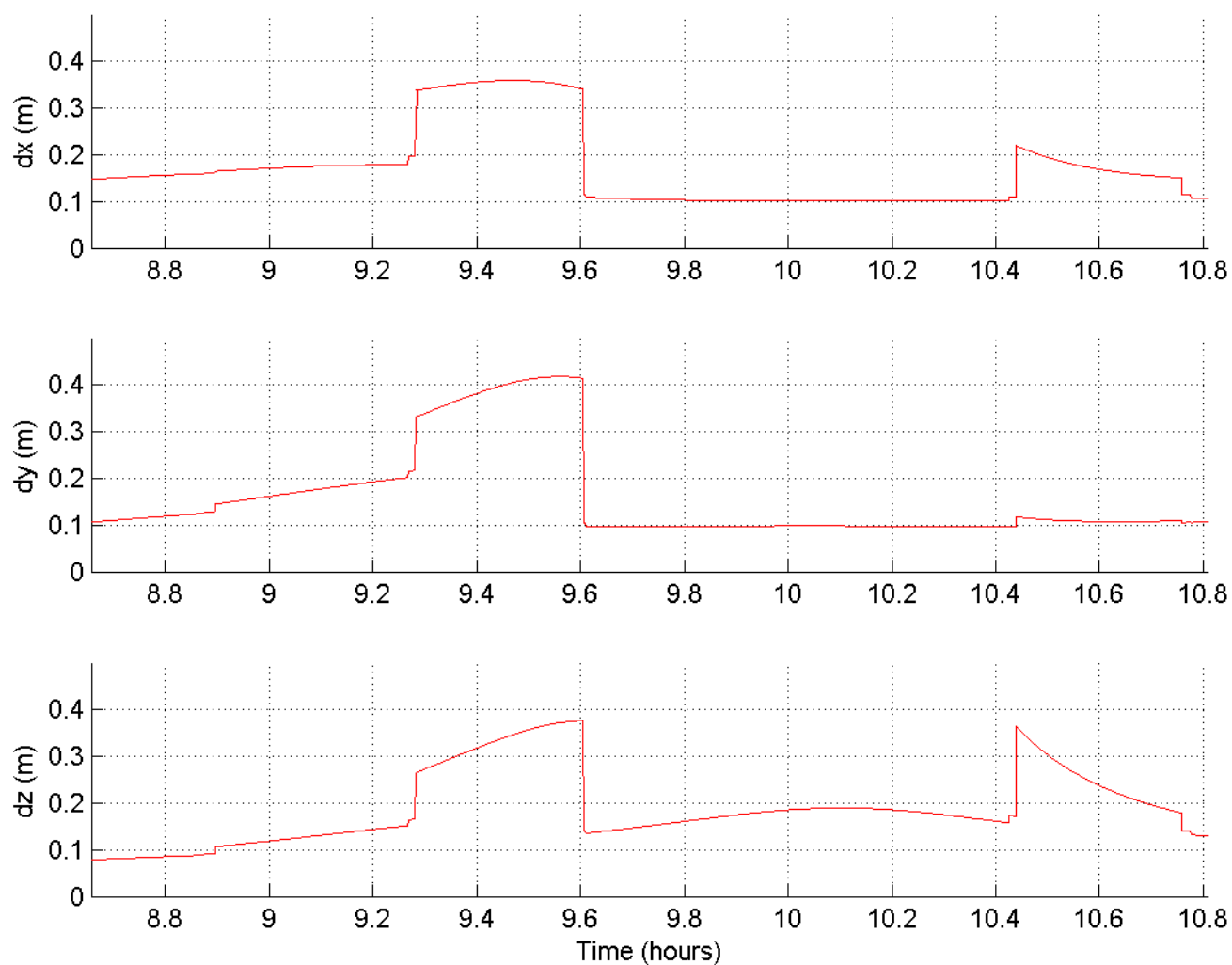


Рисунок 2.11 – Априорна оцінка погрешностей визначення координат (значення 3σ) приймача Maud з використанням інформації мережі базових станцій

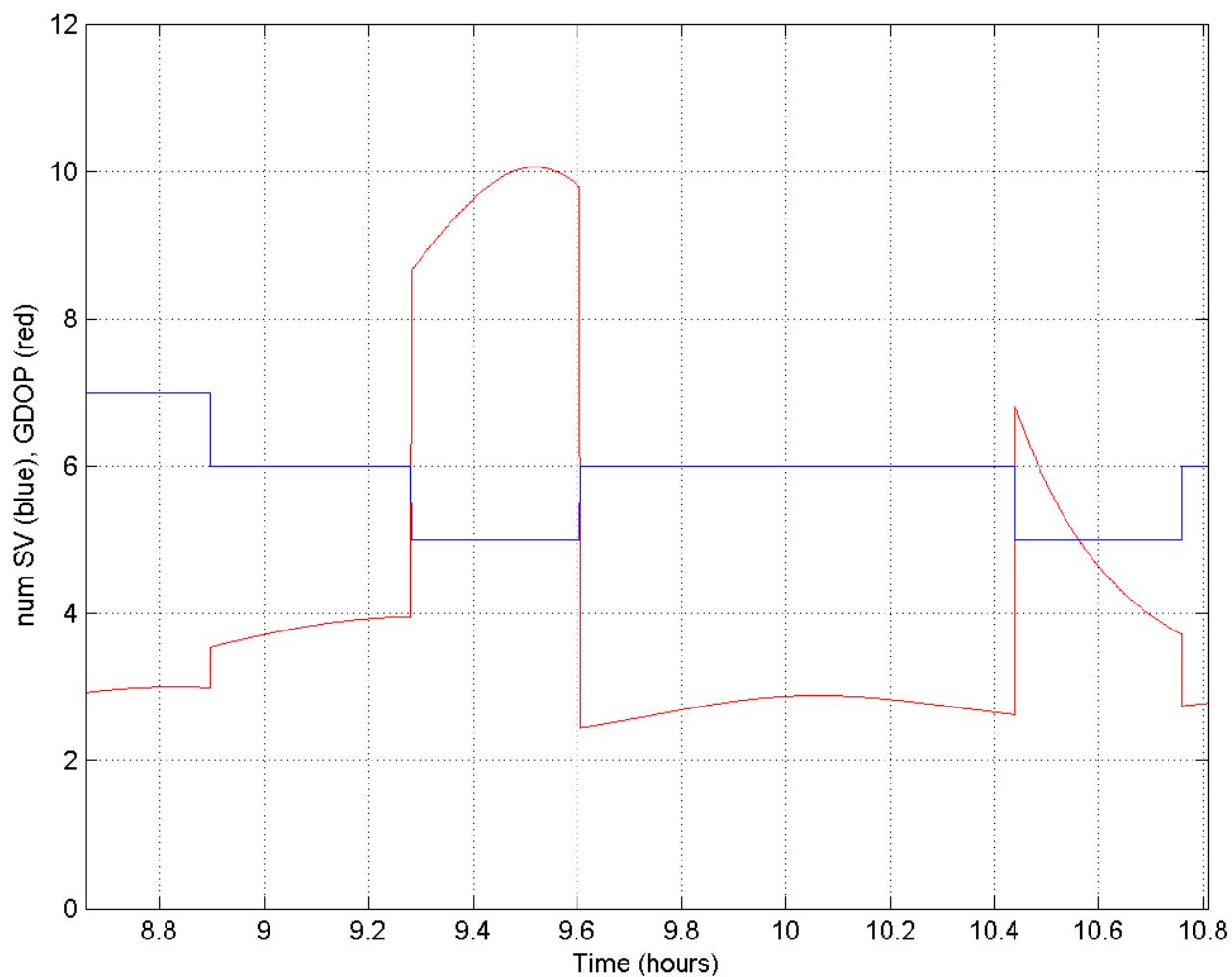


Рисунок 2.12 – Кількість видимих протягом сеансу спостережень приймача Mayd навігаційних супутників (синя лінія) і відповідні значення геометричного фактора (червона лінія)

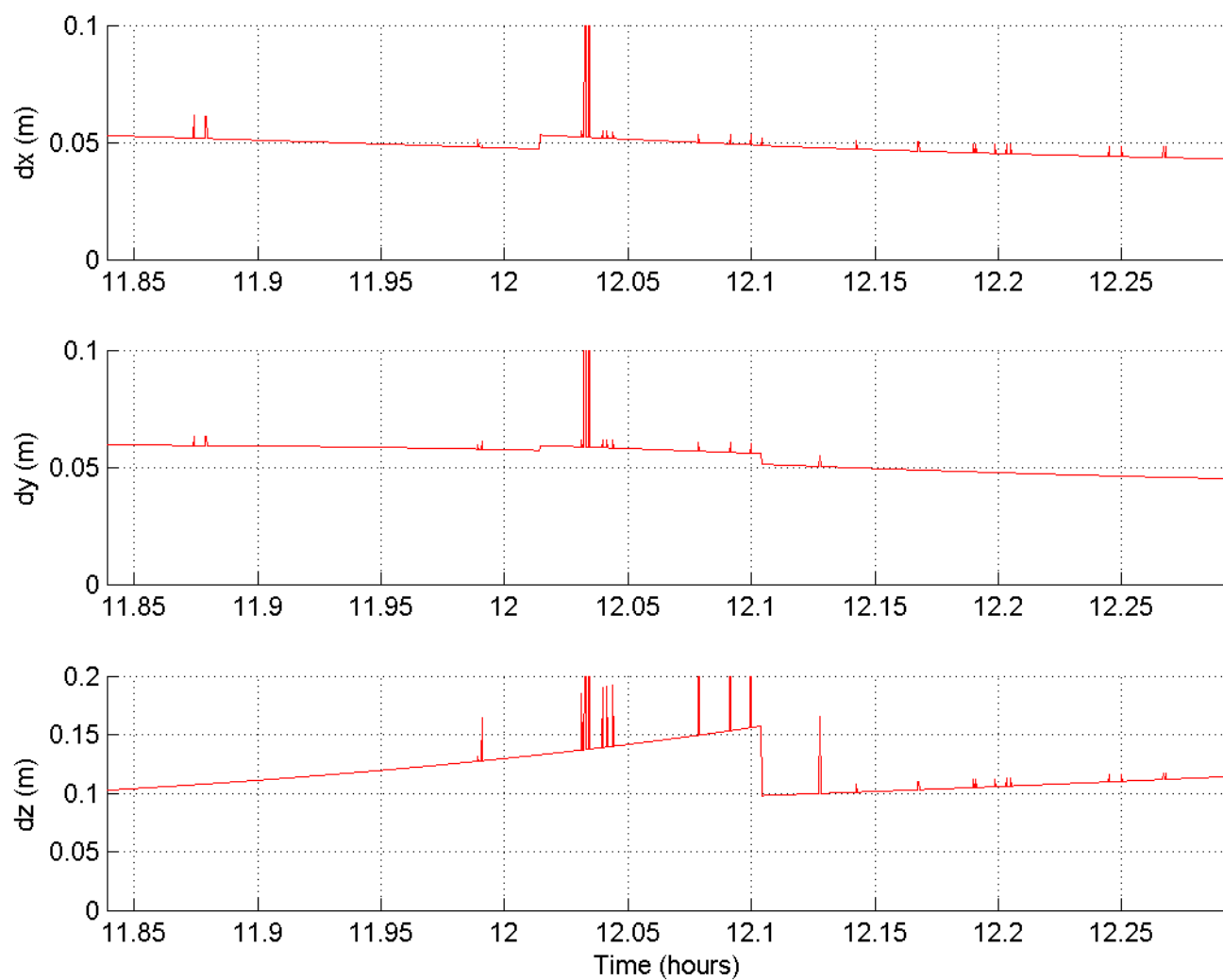


Рисунок 2.13 – Априорна оцінка погрешностей визначення координат (значення 3σ) приймача Garm з використанням інформації мережі базових станцій

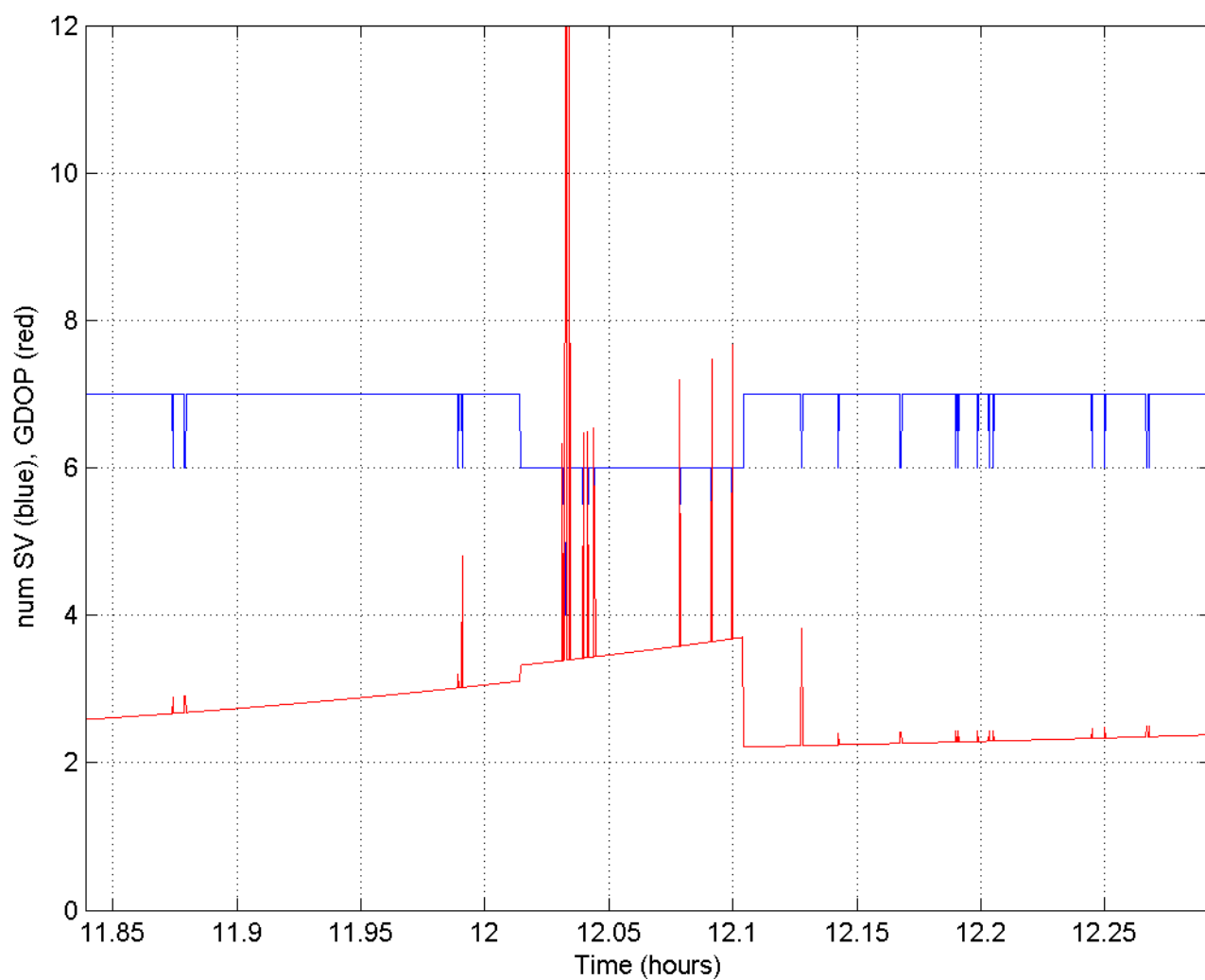


Рисунок 2.14 – Кількість видимих протягом сеансу спостережень приймача Garm навігаційних супутників (синя лінія) і відповідні значення геометричного фактора (червона лінія)

2.7 Розроблення методики проведення експериментальних досліджень методів і алгоритмів високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань навігаторів

2.7.1 Об'єктом експериментів є розроблені в ході даної роботи методи і алгоритми мережної обробки фазових вимірювань навігаторів, а також створене на їх основі програмне забезпечення, яке дозволяє дослідити рівень точності визначення параметрів руху (перш за все, координат), досяжний на практиці при обробці реальної вимірювальної інформації навігаторів.

Тестування розроблених методів, алгоритмів і програмного забезпечення виконується з метою оцінки їх придатності для визначення координат рухомих об'єктів з високою точністю, достатньою для вирішення практичних задач організації і забезпечення безпеки руху транспорту.

2.7.2 Точність визначення координат на основі навігаційних вимірів залежить від ряду факторів:

- технічні характеристики приймача навігаційних сигналів;
- тип навігаційних вимірів, на основі яких обчислюються координати (кодові або фазові виміри);
- якість ефемерид, використовуваних при рішенні навігаційної задачі;
- величина погрешностей вимірювань, обумовлених зовнішніми факторами – такими, як стан іоносфери і тропосфери під час сеансу спостережень, наявність чи відсутність сторонніх радіозавад та об'єкти, розташовані навколо місця перебування приймача (ці об'єкти можуть значно вплинути на якість вимірів шляхом підвищення погрешності вимірів, обумовленої множинним поширенням сигналів та утворення зон затінення сигналів навігаційних супутників);
- технології та алгоритми оброблення навігаційної інформації;
- кількість і якість використовуваної додаткової інформації (точні ефемериди, наявність корегувальної інформації, алгоритм її формування –

однобазовий, мережний, кількість базових станцій, їх взаємна віддаленість та віддаленість від споживача тощо).

Враховуючи велику кількість факторів, що впливають на точність позиціонування, для дослідження ефективності розроблених алгоритмів обробки навігаційної інформації необхідно по можливості максимально нейтралізувати або врахувати вплив решти факторів.

Розроблені методи і алгоритми високоточних визначень параметрів руху призначені для мережної обробки фазових вимірів навігаторів, тож вплив деяких з перелічених факторів у даному випадку є фіксованим за визначенням.

Технічні характеристики навігатора, вибраного для проведення експериментів (дивись 2.2), є типовими для даного класу приймачів навігаційних сигналів.

Якість використовуваних ефемерид має контролюватися, інформація від супутників, ефемериди яких будуть визнані недостовірними, має бути відбракована при обробленні.

Технології оброблення фазової вимірювальної інформації рухомого приймача вимагають, щоб відстань від приймача до базових станцій, дані яких використовуються при обробленні, не перевищувала кількох десятків кілометрів, інакше точність диференційних корекцій буде недостатньою.

Сеанси спостережень в рамках тестування ефективності розроблених алгоритмів доцільно проводити в умовах відсутності радіозавад і тоді, коли погіршності вимірів, обумовлені наявністю на шляху поширення сигналів атмосфери, не перевищують своїх середньостатистичних значень.

Щодо наявності об'єктів (дерев, будинків та інших споруд), розташованих поблизу приймача навігаційних сигналів, використовуваного в ході експериментів, ситуація неоднозначна. З одного боку, приймання сигналів, відбитих від цих об'єктів, може значно погіршити якість вимірювальної інформації. З іншого боку, для вирішення реальних практичних задач, пов'язаних з організацією та забезпеченням безпеки руху автотранспорту, як правило, необхідне визначення параметрів руху автомобіля, що рухається вулицями міста, адже саме в містах, де висока кількість автомобілів на одиницю

площі дороги та існує багато суворих обмежень для параметрів руху, продиктованих правилами дорожнього руху, ці задачі постають з особливою гостротою.

Зважаючи на викладене, експериментальні дослідження ефективності розроблених методів та алгоритмів доцільно розбити на дві частини.

В ході першої частини експериментів навігатор має перебувати в умовах відсутності навколишніх об'єктів, які можуть відбивати сигнали навігаційних супутників – на відкритій місцевості. Це дасть можливість оцінити якість функціонування розроблених алгоритмів при обробленні вимірювальної інформації навігатора – навігаційного приймача низької цінової групи, тобто чи відповідають ці алгоритми вимогам технічного завдання [20].

Другу частину експериментів доцільно провести так, щоб навігатор перебував на міських вулицях, серед високих будинків та інших споруд, характерних для міст. Оброблення навігаційних вимірів, зареєстрованих в таких складних для спостережень умовах і, ймовірно, маючих у своєму складі підвищені погрішності, дозволить оцінити можливість використання розроблених методів і алгоритмів при вирішенні реальних практичних завдань організації та забезпечення безпеки руху автотранспорту.

2.8 Організація і проведення робіт з накопичення вимірювальної інформації для проведення досліджень

Експериментальне відпрацювання розроблених методів і алгоритмів високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань навігаторів проводилось з використанням базових станцій мережі, що розташована в Харківській області і належить компанії "Навігаційно-геодезичний центр". Точки розміщення базових станцій, інформація яких була залучена в ході експериментів, формують два трикутника із довжиною сторін 55 – 80 км. Перший трикутник, із довжиною сторін 71 – 77 км, складають станції, розташовані у м. Лозова (ідентифікатор LOZO),

м. Балаклія (ідентифікатор BALA) та с. Старовірівка (ідентифікатор STAR). Другий трикутник, із довжиною сторін 55 – 78 км, складають станції, розташовані у м. Чугуїв (ідентифікатор CHUG), м. Валки (ідентифікатор VALK) та м. Золочів (ідентифікатор ZOCH).

В якості роверного приймача навігаційних сигналів був використаний приймач класу навігаторів – GPS 18-5Hz фірми Garmin. Еталонні координати формувалися на основі вимірів двочастотного приймача навігаційних сигналів геодезичного класу – NovAtel DL-V3, підключеного разом з приймачем GPS 18-5Hz до спільної антени за допомогою сплітера.

В зоні, охопленій першою групою базових станцій (LOZO, BALA і STAR), було виконано дві сесії спостережень. Під час першої сесії (12:25 – 14:28 по шкалі часу UTC) роверний приймач був розміщений у с. Герсєванівка (ідентифікатор Gers). Під час другої сесії (08:40 – 10:50 по шкалі часу UTC) роверний приймач був розміщений поблизу м. Первомайський (ідентифікатор Maud). Під час обох сесій спостережень роверний приймач перебував на відкритій місцевості, що дало можливість уникнути у вимірах підвищених погрішностей, обумовлених можинним поширенням сигналів. Взаємне розташування базових станцій і роверного приймача під час цих сесій спостережень представлено на рисунках 2.15 і 2.16 відповідно (всі відстані наведені у кілометрах). В ході кожної цих сесій спостережень роверний приймач стояв нерухомо, але зареєстрована ним вимірювальна інформація оброблялася за алгоритмом оброблення вимірів рухомого приймача, тобто координати на кожен епоху спостережень обчислювалися незалежно. Такий сценарій проведення спостережень і їх оброблення дозволив, по-перше, отримати високоточні еталонні координати роверного приймача (шляхом усереднення координат, обчислених приймачем навігаційних сигналів геодезичного класу), а по-друге, провести сеанс навігаційних вимірювань в умовах, коли огляду небесної півсфери не заважають особливості рельєфу, дерева, будинки та інші споруди, а вплив на виміри множинного поширення сигналу зведений до мінімуму. Це дало можливість перевірити якість роботи розроблених методів та алгоритмів при

відсутності перешкод і погрешностей, що суттєво впливають на якість навігаційних вимірів у міських умовах.

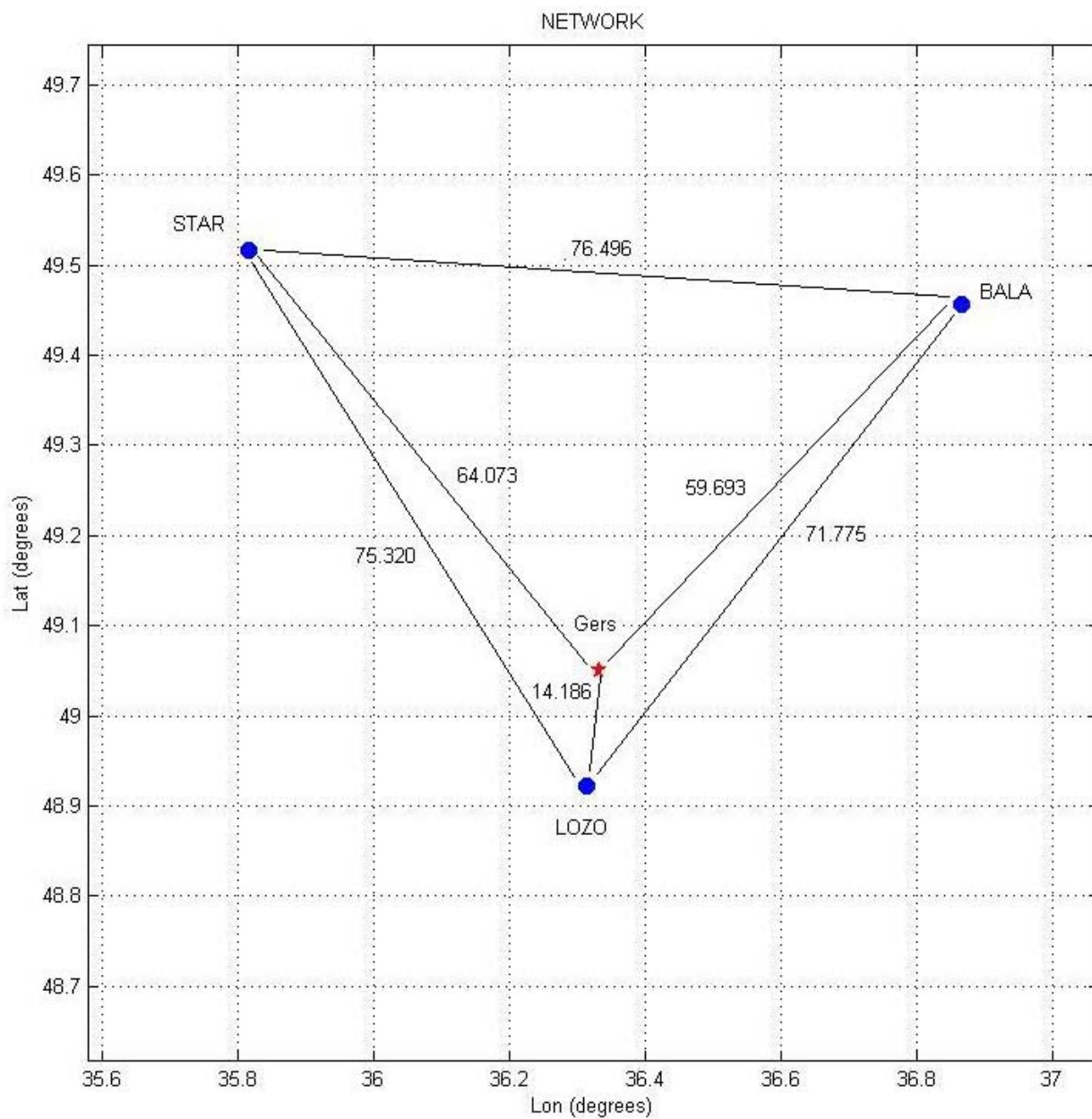


Рисунок 2.15 – Взаємне розташування базових станцій і роверного приймача під час першої сесії спостережень

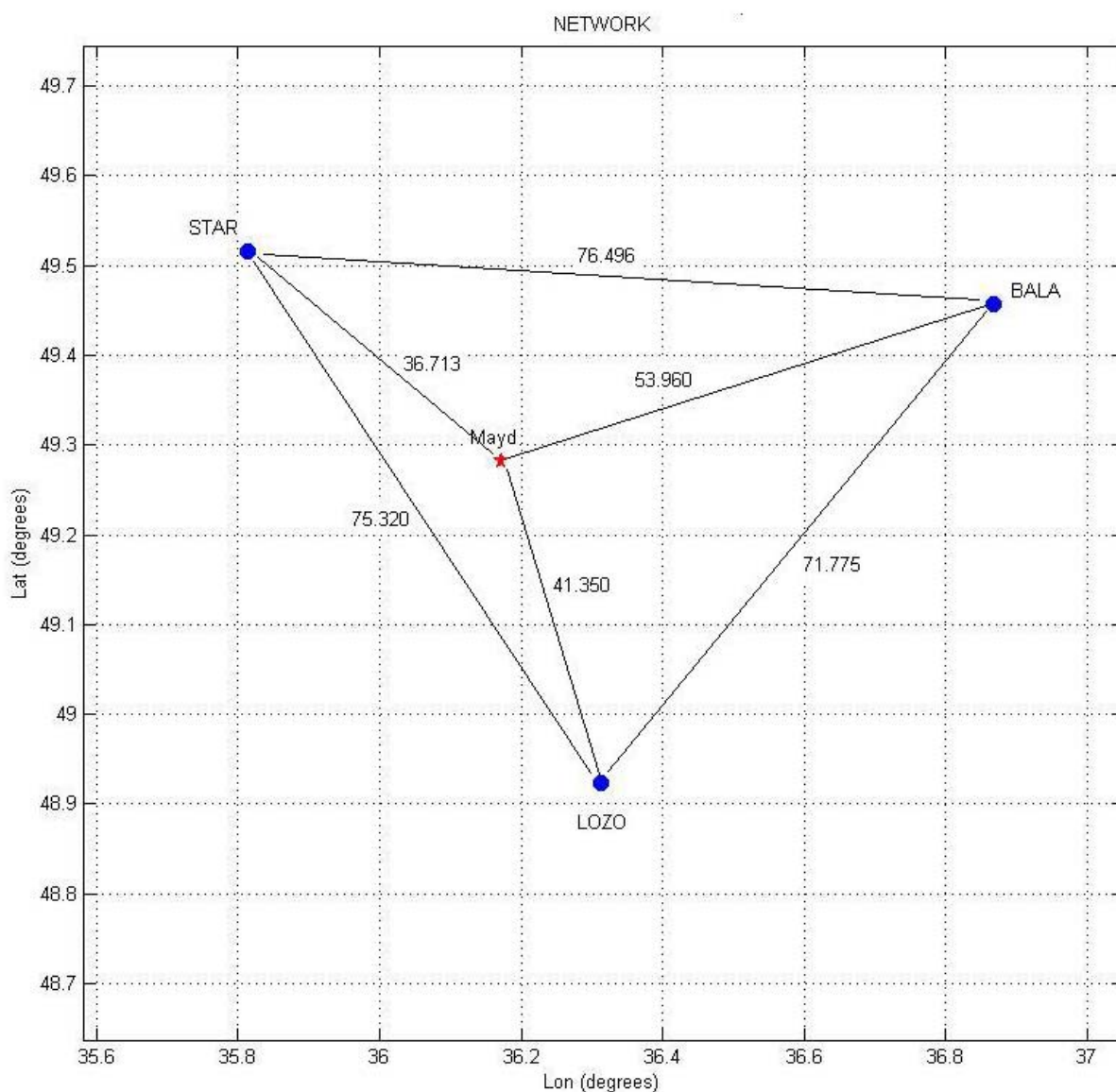


Рисунок 2.16 – Взаємне розташування базових станцій і роверного приймача під час другої сесії спостережень

Друга група базових станцій (CHUG, VALK і ZOCH) була обрана таким чином, щоб в зоні, охопленій нею, було розташоване м. Харків, а відстані між станціями були такого ж порядку, як і в ході попередніх експериментів. Роверний приймач (ідентифікатор Garm) був встановлений на борту легкового автомобіля, який рухався вулицями Харкова. Таким чином, була проведена сесія спостережень рухомого приймача навігаційних сигналів в міських умовах, найбільш імовірних для рішення задач, пов'язаних з контролем дотримання правил дорожнього руху і розслідуванням обставин ДТП.

На рисунку 2.17 показане взаємне розташування базових станцій і середньої точки маршруту пересування роверного приймача під час проведення сесії вимірів у Харкові.

Довжина маршруту руху автомобіля з установленим на ньому роверним приймачем навігаційних сигналів складала 18 км, тривалість сеансу вимірів – 27 хвилин. Швидкість руху автомобіля не перевищувала 60 км/год.

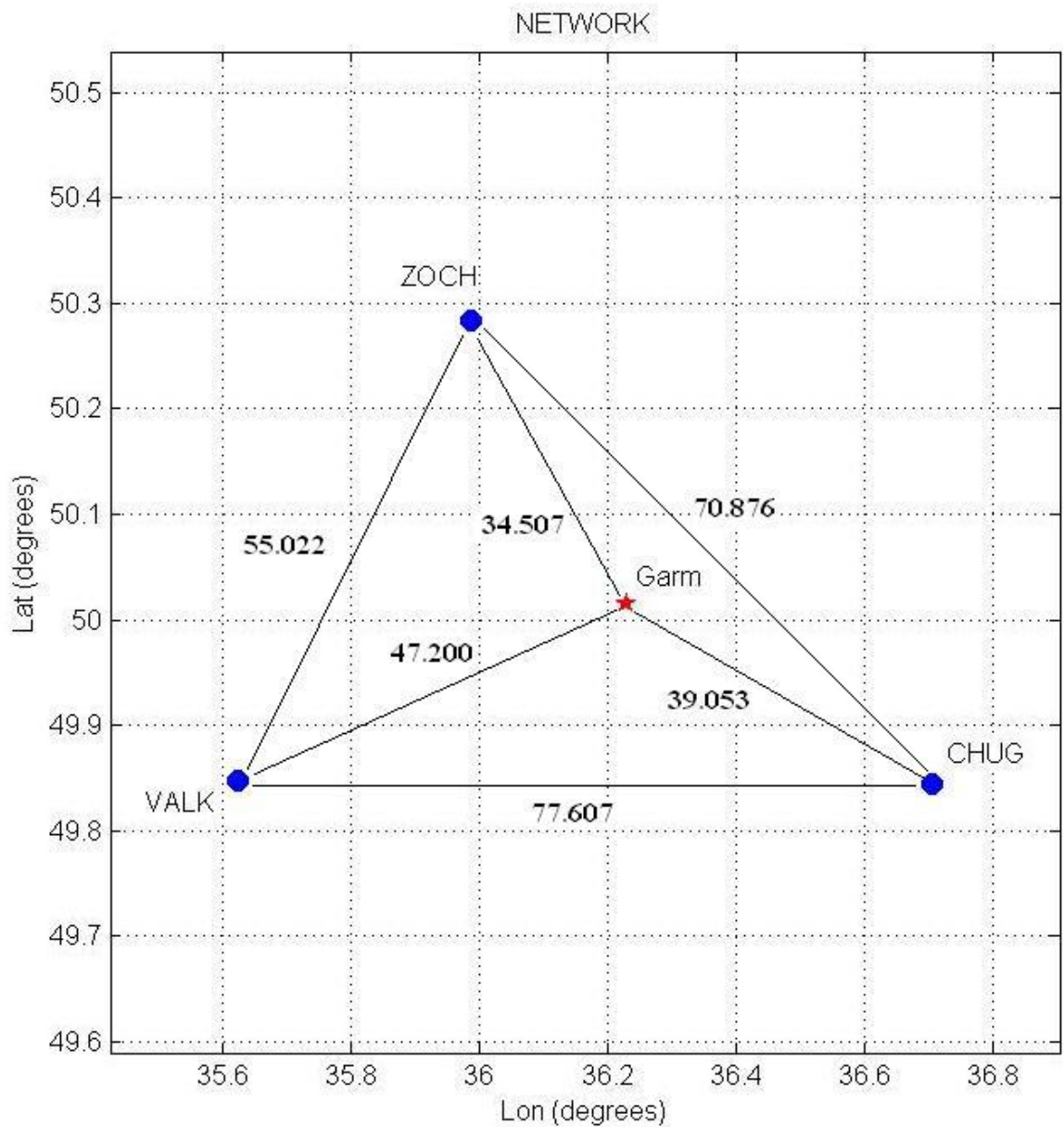


Рисунок 2.17 – Взаємне розташування базових станцій і роверного приймача (середня точка маршруту) під час третьої сесії спостережень

Попередня обробка вимірювальних даних усіх приймачів проводилася за допомогою програмно-алгоритмічного комплексу «ОСТАВА» (дивись 2.4), і

включала в себе відбраковку вимірів, що містять підвищені погрішності, а також усунення стрибків фазових вимірів. На основі цих даних розв'язувалася задача розрізнення фазових невизначеностей на частоті L1 та визначення місцеположення ровера.

Обробка і аналіз вимірювальної інформації станцій мережі і роверного приймача здійснювалися у післясеансному режимі у наступній послідовності:

- формування еталонних координат роверного приймача у результаті обробки інформації еталонного приймача з використанням даних мережі базових станцій;
- попередня обробка вимірювальної інформації з виключенням аномальних похибок і усуненням стрибків фаз вимірювань;
- рішення задачі розрізнення невизначеностей фазових вимірювань базових станцій мережі;
- мережне визначення координат роверного приймача без розрізнення (float-метод) і з розрізненням (fixed-метод) невизначеностей фазових вимірювань;
- порівнювальний аналіз результатів обчислення координат роверного приймача з його еталонними координатами.

2.9 Аналіз якості зареєстрованої інформації та її попередня обробка

В даному розділі представлені результати аналізу якості вимірювальної інформації, зареєстрованої в ході проведення сеансу спостережень Garm, описаному у 2.8. Цей сеанс спостережень дозволяє оцінити якість вимірювань навігатора в умовах, наближених до умов накопичення вимірювальної інформації для вирішення реальних практичних завдань – навігатор був закріплений на легковому автомобілі, який рухався центральними вулицями міста.

Оцінка якості навігаційних вимірювань здійснювалась шляхом аналізу результатів попередньої обробки вимірювальної інформації з допомогою розробленого спеціалізованого програмного забезпечення (дивись 2.4).

На рисунках 2.18 – 2.21 наведені результати попередньої обробки сеансу вимірювань Garm.

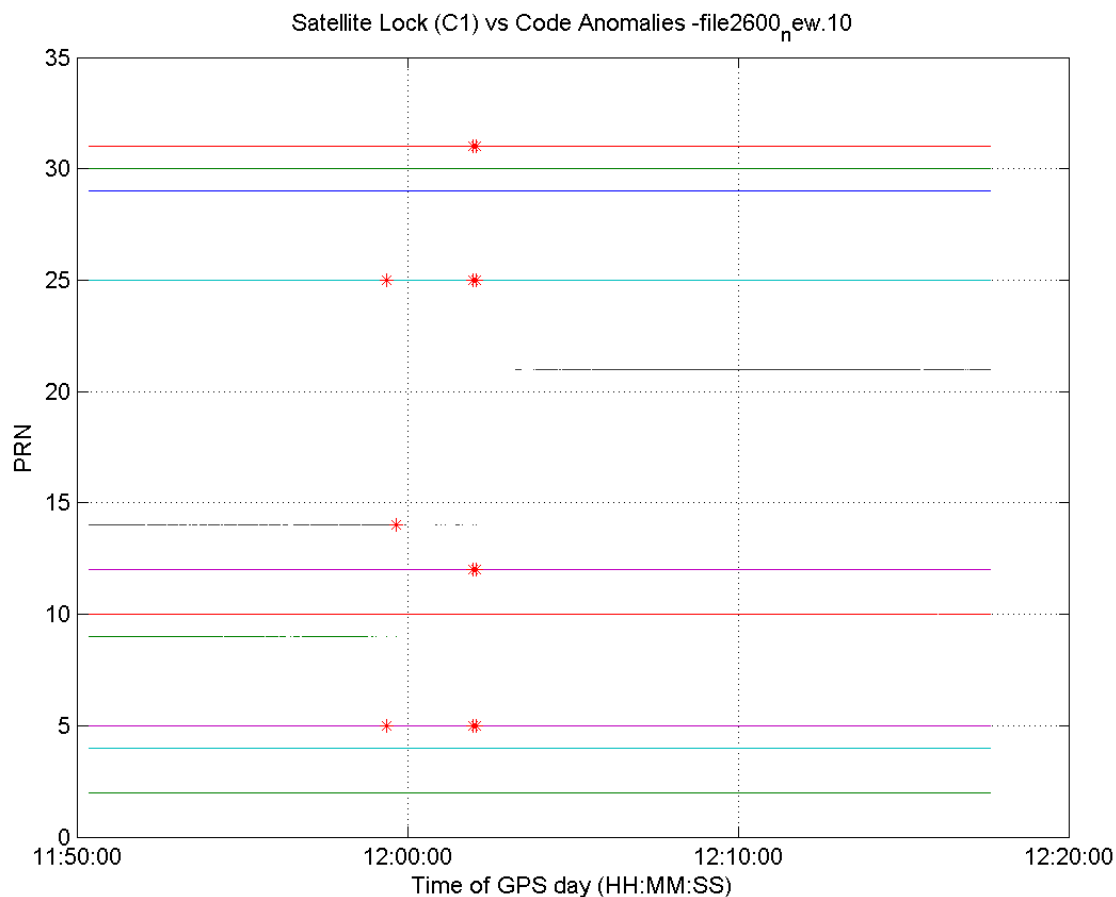


Рисунок 2.18 – Визначені аномалії вимірів для сеансу вимірювань Garm

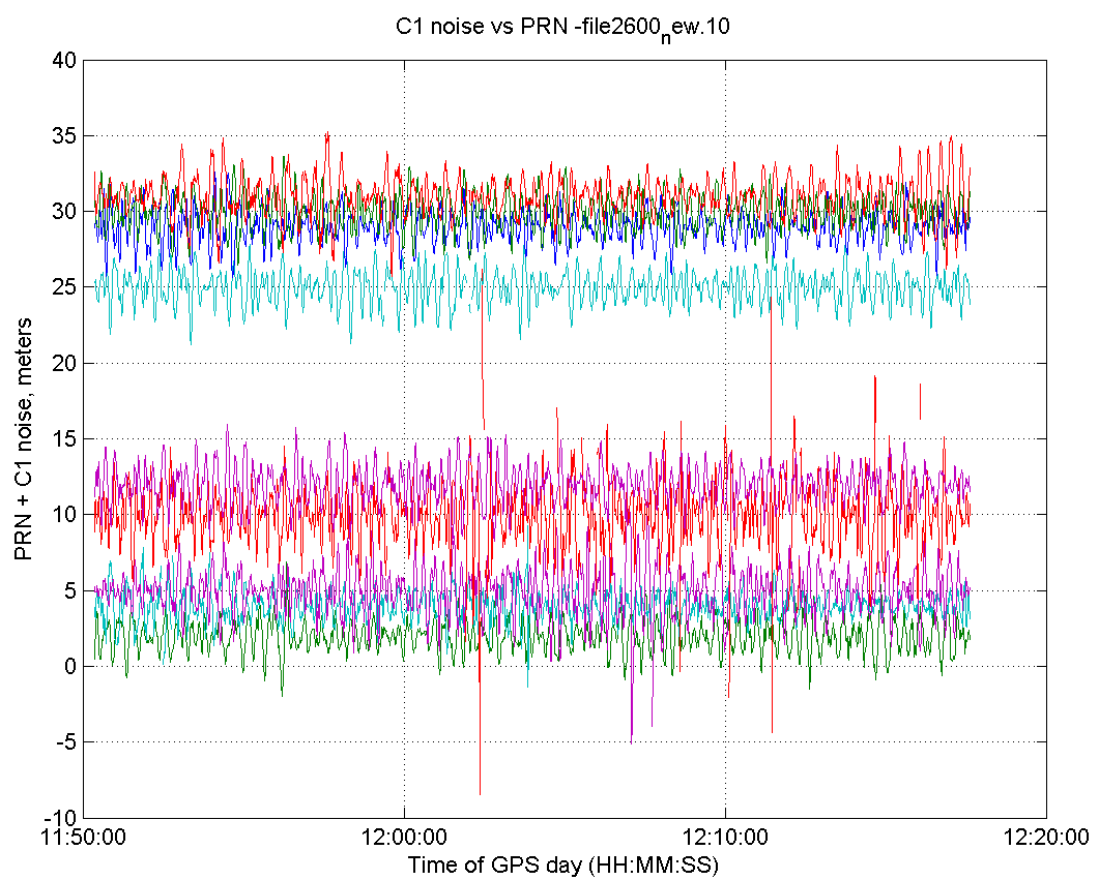


Рисунок 2.19 – Шумові погрішності кодових вимірів для сеансу вимірів Garm

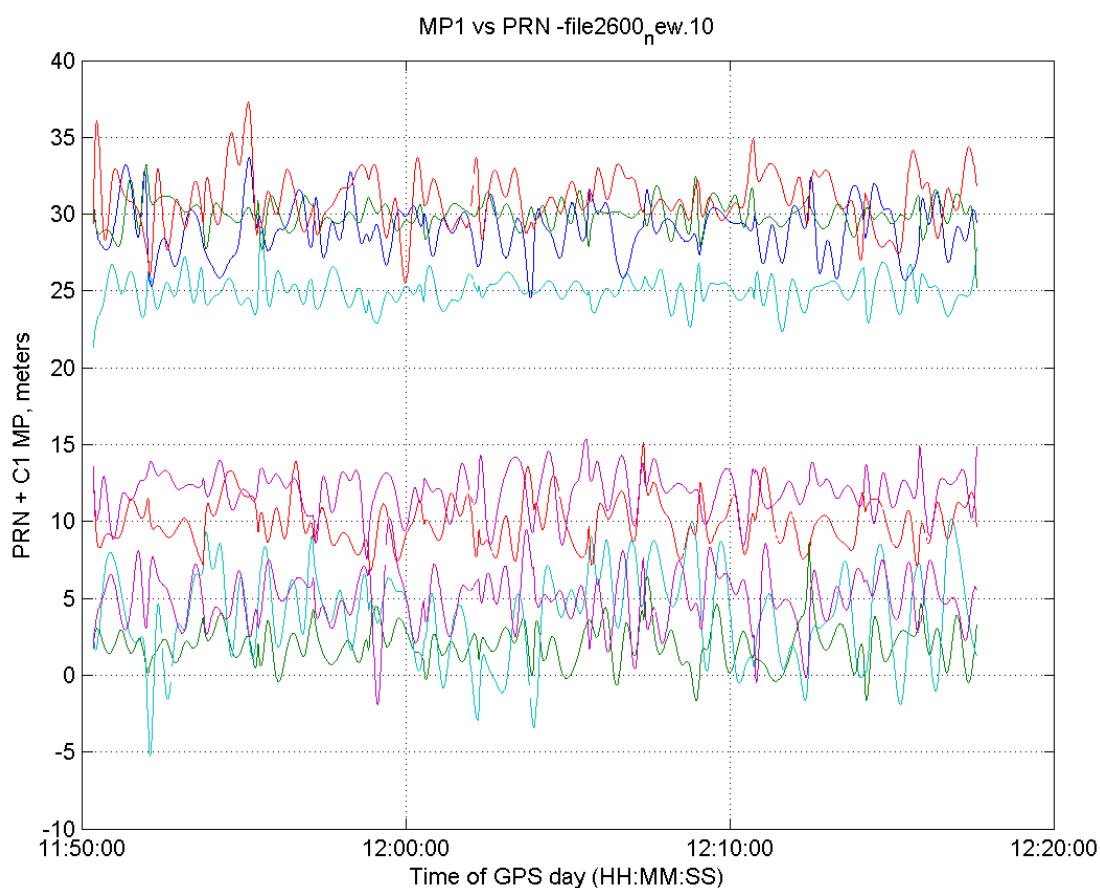


Рисунок 2.20 – Погрішності вимірів, обумовлені множинним поширенням сигналу, для сеансу вимірювань Garm

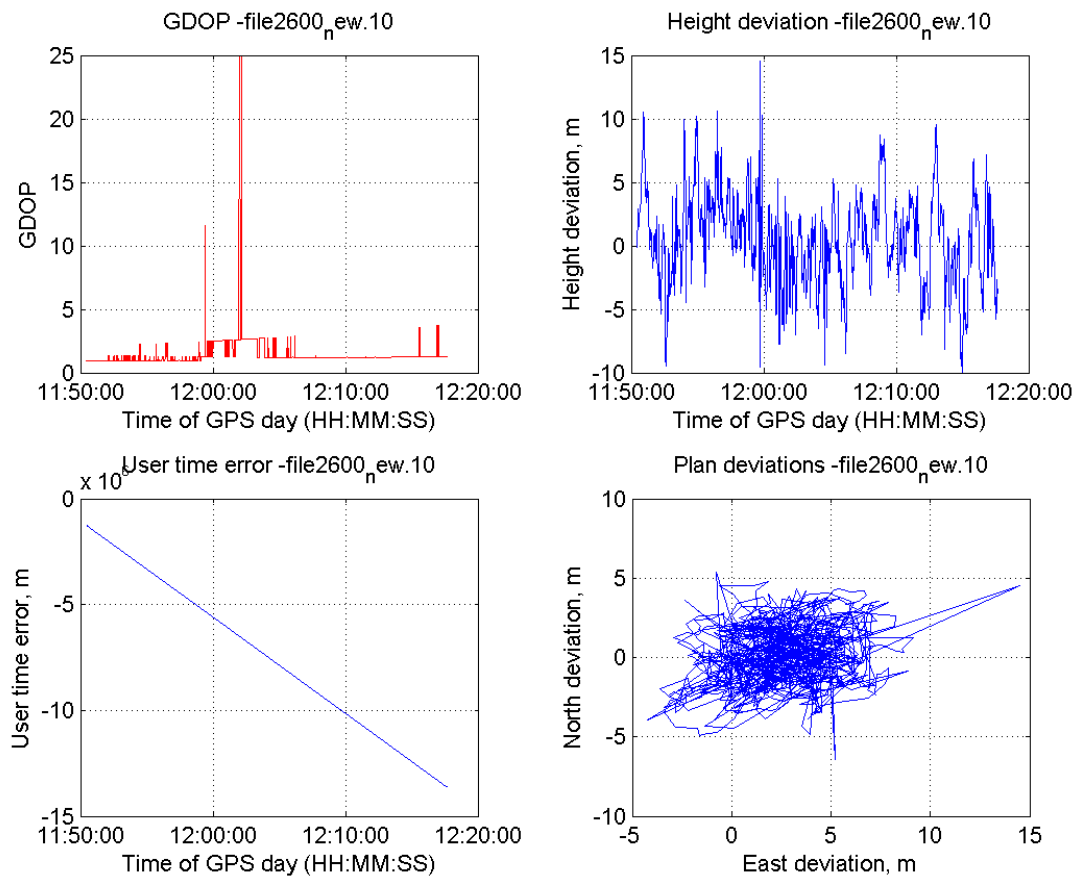


Рисунок 2.21 – Геометричний фактор (1), висотна (2) та планова (4) складові відхилення обчислених координат від еталонних і похибка вимірів, обумовлена розходженням шкал часу приймача та GPS (3) для сеансу вимірювань Garm

Аналіз результатів попередньої обробки навігаційних спостережень сеансу Garm показав наступне.

Виміри сигналів навігаційних супутників у деяких точках були визнані аномальними, але таких точок виявилось небагато.

У спостереженні навігаційних супутників, особливо тих, що перебували невисоко над горизонтом (кут місця не більше 25 градусів), було багато перерв, очевидно, обумовлених затіненням сигналів супутників будинками та іншими спорудами і предметами, поблизу яких рухався автомобіль з приймачем навігаційних сигналів на борту.

Шумові та обумовлені множинним поширенням сигналу погрішності вимірів сягнули значень 4–5 м, фактично незалежно від кута місця навігаційного

спутника. Цей факт також може бути пояснений наявністю великої кількості навколишніх об'єктів, що відбивають навігаційні сигнали.

Якість фазової вимірювальної інформації (перш за все, її переривчастість) не дозволила достовірно визначити більшість фазових циклічних стрибків, що, разом з високими значеннями погрішностей вимірів, стало перешкодою для подальшої обробки цих даних – розкриття фазових невизначеностей і визначення координат з високою точністю.

Незважаючи на вкрай низьку якість фазової вимірювальної інформації, якість кодових вимірів, хоча і була також зниженою, все ж дозволила вирішити навігаційну задачу з прийнятною точністю. Як видно з рисунка 2.21, похибки визначення координат в автономному режимі у 95% випадків не перевищують 10 м в площині горизонту і 10 м по висоті, що відповідає точності позиціонування, заявлених в технічних характеристиках використовуваного приймача навігаційних сигналів [1].

2.10 Проведення мережної обробки фазових вимірювань навігаторів

В даному підрозділі представлені результати мережної обробки фазових вимірювань навігаторів, зареєстрованих в ході експерименту, за допомогою розробленого дослідницького ПЗ мережної обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів.

В таблицях 2.3 і 2.4 наведена точність визначення координат роверного приймача (для сеансів вимірів Gers і Mayd, відповідно) за його одночастотними фазовими спостереженнями з використанням вимірювальної інформації мережі базових станцій. Точність характеризується статистичними характеристиками відхилень довготної, широтної і висотної (перший, другий і третій стовпчики таблиць, відповідно) компонент відхилення визначених координат від еталонних. У перших рядках таблиць наведені середні по сеансу вимірів значення цих відхилень, у других – їх середньоквадратичні похибки, а у третіх – оцінки сумарної (максимальної) погрішності визначень координат (сума модуля

середнього значення і подвоєного значення СКП). Всі показники наведені у метрах.

Таблиця 2.3 – Точність визначення координат для сеансу вимірів Gers

	dE	dN	dH
M, m	-0.005108	0.004227	0.041615
RMS, m	0.004938	0.009697	0.018321
$ M +2*RMS$, m	0.014984	0.023620	0.078257

Таблиця 2.4 – Точність визначення координат для сеансу вимірів Mayd

	dE	dN	dH
M, m	0.011940	-0.004097	0.003649
RMS, m	0.006276	0.023732	0.036238
$ M +2*RMS$, m	0.024491	0.051562	0.076124

Рисунки 2.22 – 2.27 ілюструють табличні дані.

Як видно з представлених результатів, похибки оцінювання координат споживачів не перевищують 6 см в площині горизонту і 8 см по висоті. Невеликий період підвищених значень похибок позиціювання у сеансі вимірів Mayd, який видно на рисунку 2.26, є періодом несприятливого для рішення задачі визначення координат розташування видимих навігаційних супутників, про що свідчать великі значення геометричного фактора у цей період спостережень (дивись рисунок 2.12). Такі показники точності визначення координат цілком відповідають результатам їх апріорної оцінки, представленим у 2.6.

Результати обробки вимірювальної інформації сеансу спостережень Garm, зареєстрованого в кінематичному режимі при русі навігатора вулицями м. Харків, показали, що якість цієї інформації є надто низькою для розкриття фазових невизначеностей і розв'язання навігаційної задачі.

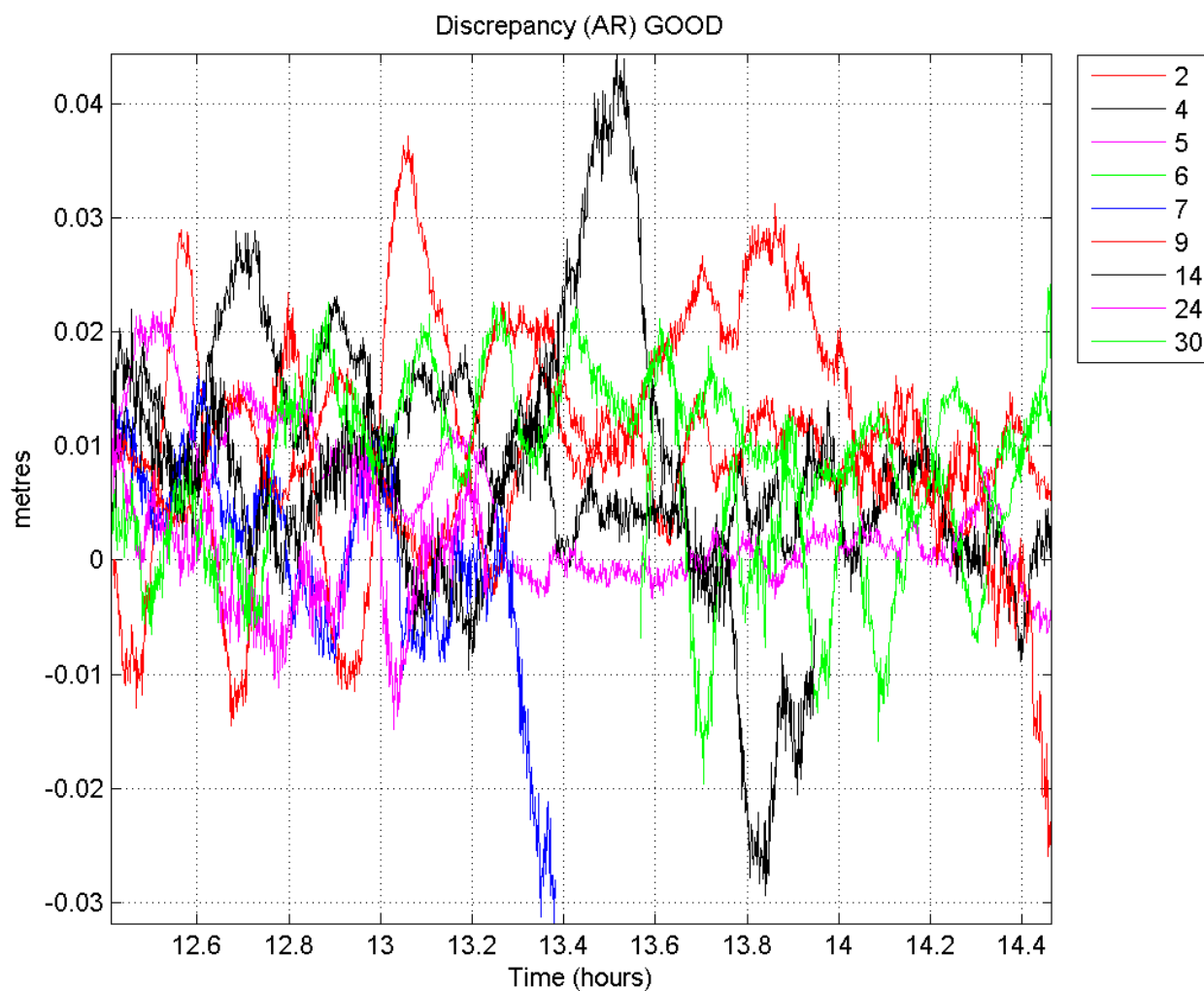


Рисунок 2.22 – Нев'язання для усіх супутників, отримані по мережевому fixed-рішенню для приймача Gers.

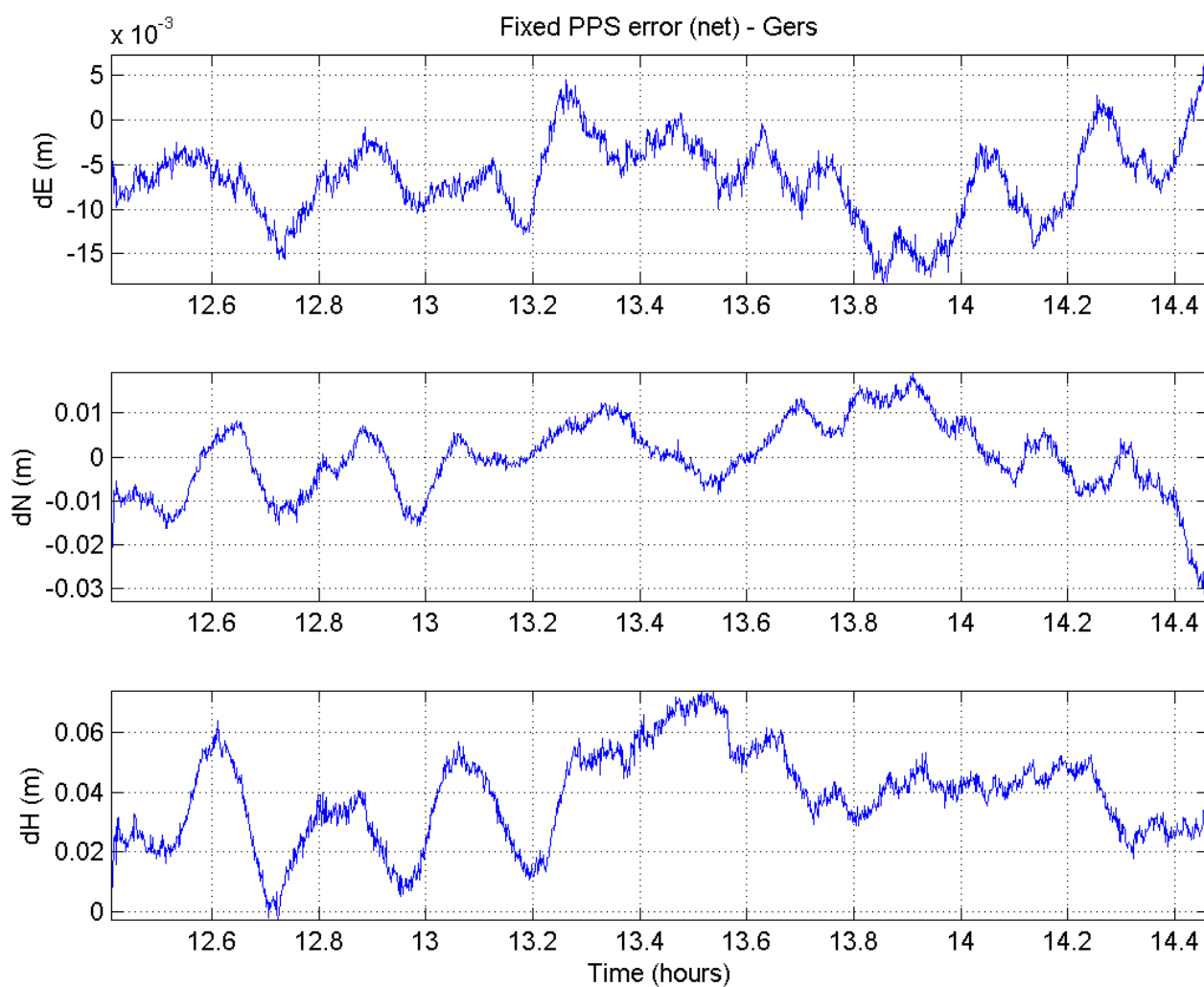


Рисунок 2.23 – Відхилення від еталону координат приймача Gers, обчислених з використанням інформації мережі станцій.

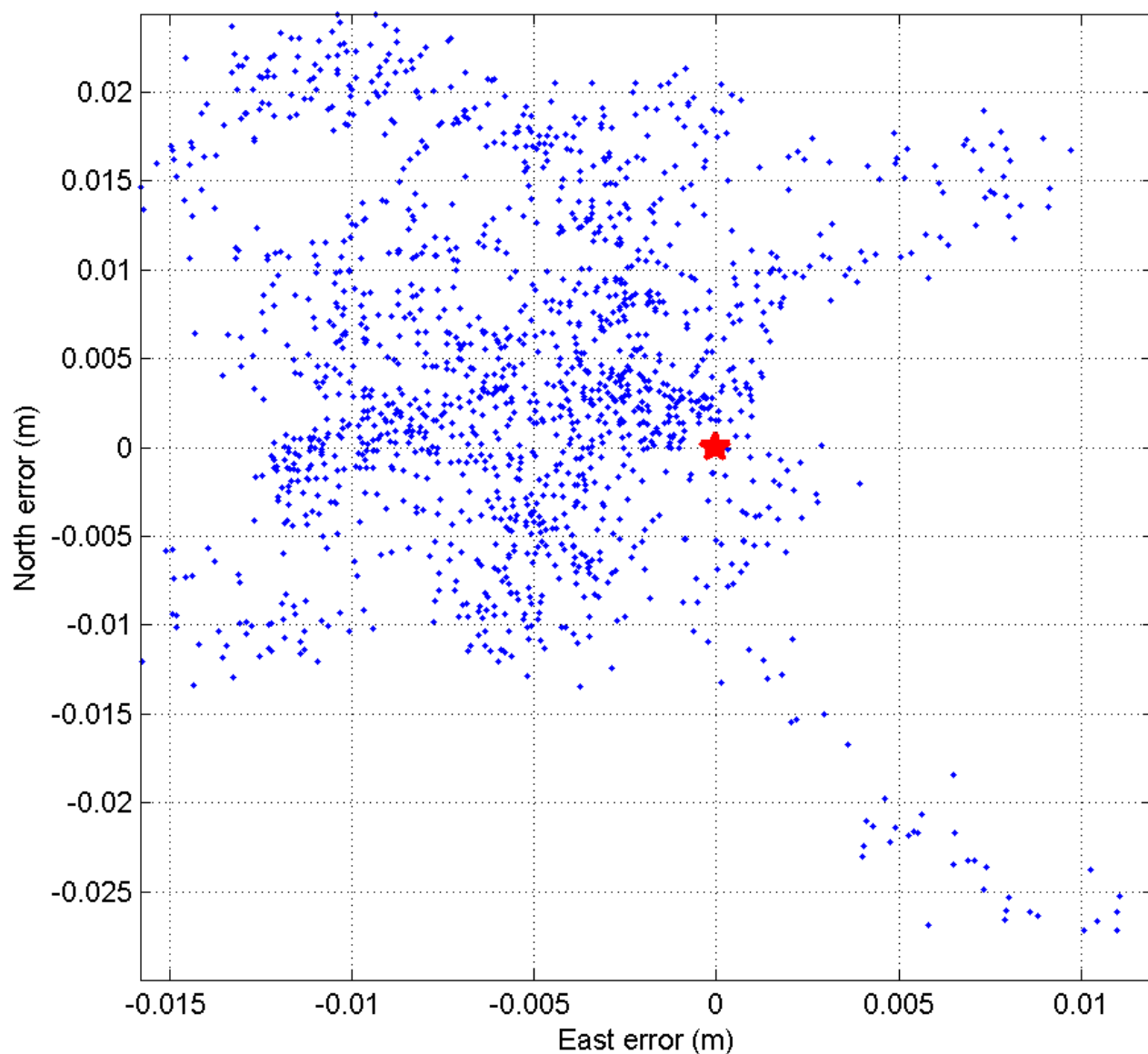


Рисунок 2.24 – Планова складова відхилення від еталону координат приймача Gers, обчислених з використанням інформації мережі станцій (зірочка позначає початок координат).

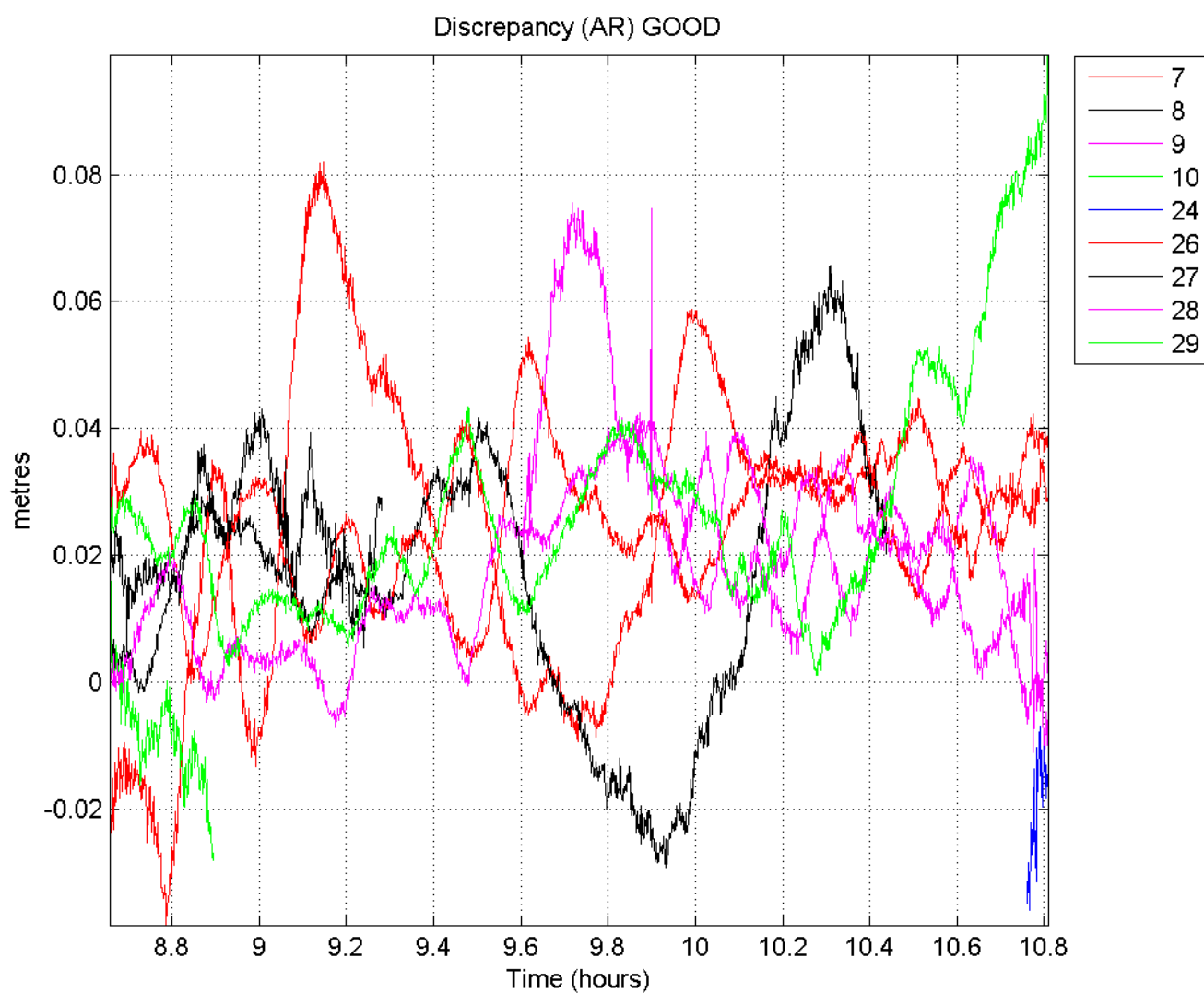


Рисунок 2.25 – Нев'язання для усіх супутників, отримані по мережевому fixed-рішенню для приймача Mayd.

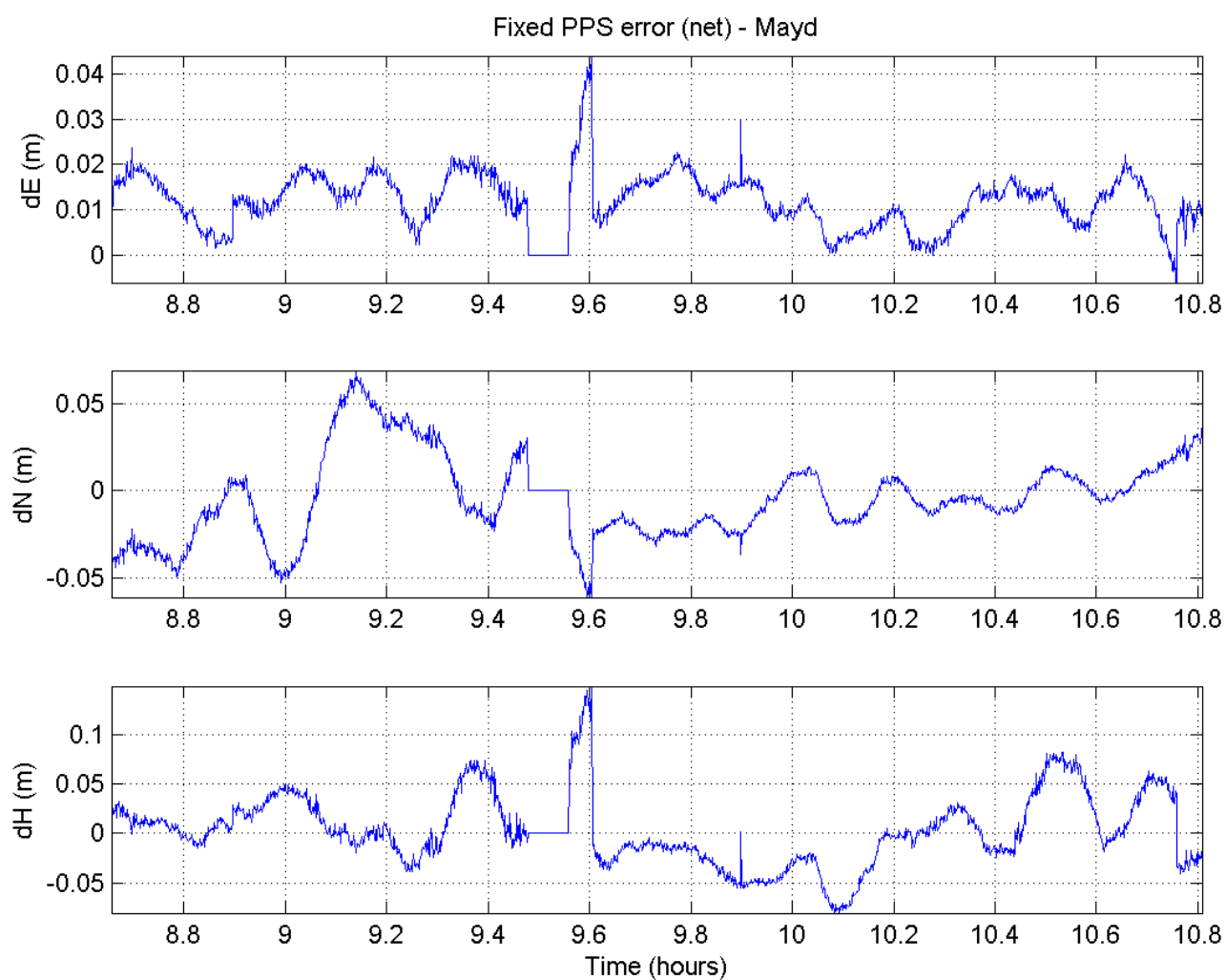


Рисунок 2.26 – Відхилення від еталону координат приймача Mayd, обчислених з використанням інформації мережі станцій.

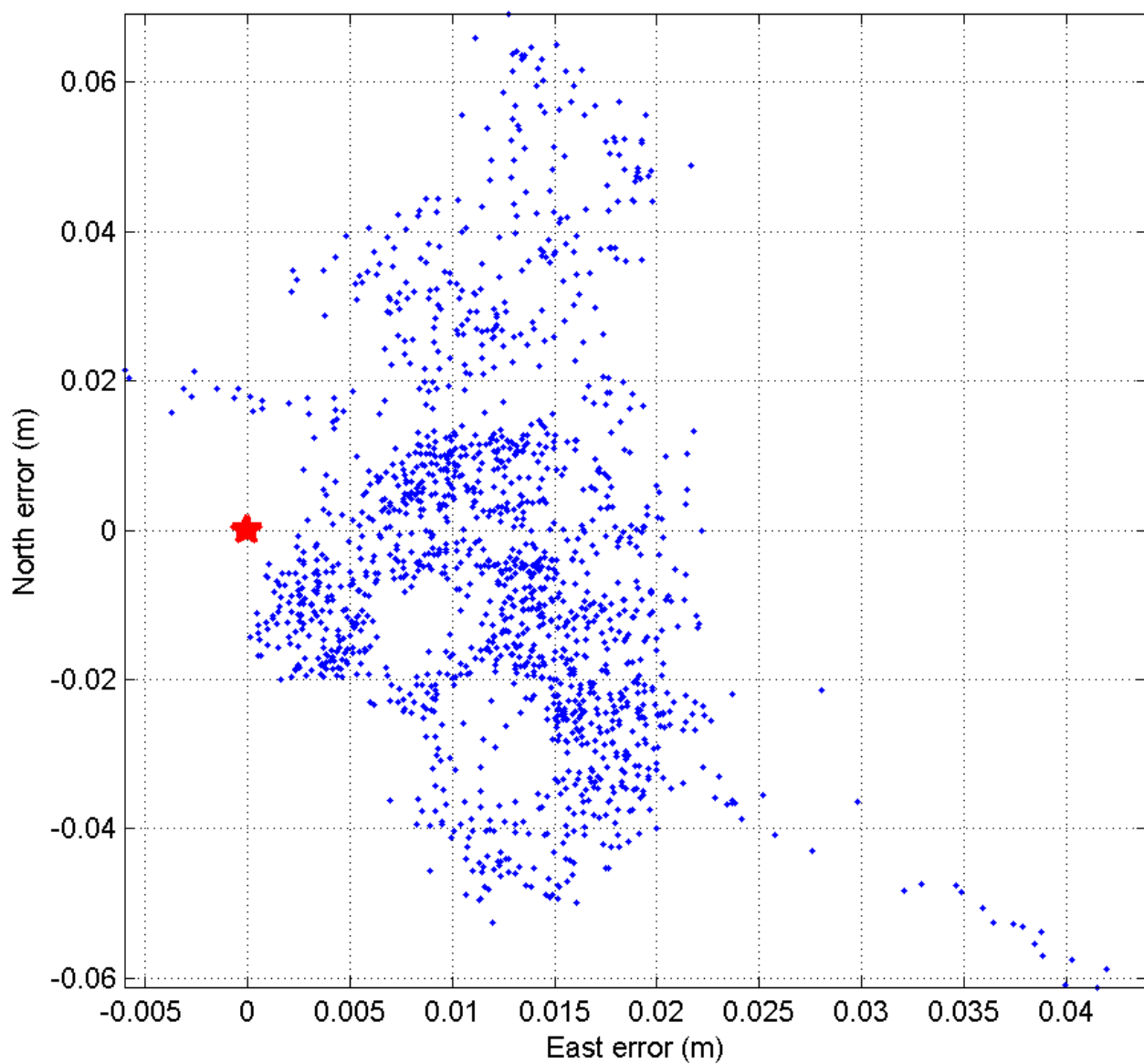


Рисунок 2.27 – Планова складова відхилення від еталону координат приймача Mayd, обчислених з використанням інформації мережі станцій (зірочка позначає початок координат).

2.11 Аналіз ефективності технології високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань навігаторів для аналізу ДТП і контролю дотримання правил дорожнього руху

Як свідчить світова практика [21, 22], вирішення різних практичних задач, пов'язаних з експлуатацією автотранспорту, вимагає різних рівнів точності визначення координат транспортних засобів. Так, якщо звичайне позиціонування для прив'язки місця перебування автомобіля до карти місцевості може виконуватися з точністю до десятків (у місті) або навіть сотень (за межами міст) метрів, то, наприклад, для диспетчерського керування автомобілем необхідно знати його координати з точністю до одиниць метрів.

Для надійного вирішення задач контролю дотримання правил дорожнього руху (зупинка або рух в місцях, де це заборонено, рух в забороненому напрямку, проїзд на заборонний сигнал світлофора тощо) і аналізу обставин виникнення ДТП необхідне визначення координат автомобіля з точністю до 0,5 м. Аналіз координат, обчислених з такою точністю, дозволить надійно визначити наявність чи відсутність порушення правил дорожнього руху в кожному конкретному випадку, з'ясувати причини виникнення ДТП та виявити його дійсного винуватця.

Результати проведених експериментальних тестувань ефективності розробленої технології високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань навігаторів показали, що точність визначення координат, яку забезпечують розроблені методи і алгоритми, залежить від умов, у яких був зареєстрований оброблюваний сеанс вимірів.

Якщо вимірювальна інформація була накопичена під час руху автомобіля, обладнаного навігатором, просторою місцевістю з незначною кількістю об'єктів, що можуть заважати вільному огляду небесної півсфери або відбивати сигнали навігаційних супутників, суттєво підвищуючи величину погрешностей вимірів, то розроблена технологія дозволяє обчислити координати автомобіля з точністю,

необхідною для вирішення поставлених задач, спрямованих на забезпечення безпеки дорожнього руху – похибки визначення координат не перевищують 0,5 м з імовірністю не менше 95%.

Якщо ж автомобіль рухався вулицями міста, де високі будинки та інші споруди часто затіняють сигнали навігаційних супутників і є джерелом великих погрішностей вимірів, обумовлених множинним поширенням сигналів, то якість накопичених в таких умовах навігаційних спостережень не дозволяє здійснити їх обробку, спрямовану на отримання координат автомобіля з високою точністю.

Але практика показує, що задачі контролю дотримання правил дорожнього руху та аналізу обставин ДТП особливо гостро постають саме в містах, де на невеликій площі дорожнього полотна сконцентровано багато автотранспортних засобів, що спричиняє часте скоєння порушень і виникнення ДТП.

Таким чином, аналіз результатів експериментів показав, що розроблені методи і алгоритми задовольняють вимогам технічного завдання [20], дозволяючи здійснювати обробку вимірювальної інформації рухомих навігаторів. Однак ця технологія не може бути рекомендована для використання в рамках вирішення задач контролю дотримання правил дорожнього руху та аналізу обставин ДТП.

Підвищити точність і надійність визначення координат до рівня, необхідного для вирішення цих задач у міських, складних для навігації за сигналами ГНСС, умовах, можна шляхом доповнення супутникової навігаційної інформації даними інерціальної системи. Використання додаткової інформації про параметри руху, незалежної від впливу зовнішніх факторів, може суттєво підвищити точність і надійність позиціонування у періоди, коли якість супутникової навігаційної вимірювальної інформації є низькою.

Отже, розроблена технологія високоточного визначення координат може використовуватися при вирішенні задач, спрямованих на забезпечення безпеки дорожнього руху в міських умовах, в разі її модернізації і пристосування для сумісного оброблення інформації навігатора та інерціальної системи, якими обладнаний транспортний засіб.

РОЗДІЛ 3 РОЗРОБЛЕННЯ ТЕХНОЛОГІЇ ІМІТАЦІЙНО-МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННО-ОБ'ЄКТОВОЇ ОБСТАНОВКИ В ЗАДАНОМУ РЕГІОНІ І ІНТЕГРОВАНІХ АКТИВНО-ПАСИВНИХ СИСТЕМ СПОСТЕРЕЖЕННЯ ЗА РУХОМИМИ ОБ'ЄКТАМИ

3.1 Розроблення методів, процедур і алгоритмів імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні і інтегрованих систем моніторингу рухомих об'єктів

3.1.1 Обґрунтування вихідних даних з алфавітів класів рухомих об'єктів, типів радіоелектронних засобів та їх радіовипромінювань, що підлягають моделюванню

Складність вирішення завдання створення алфавітів класів по радіо випромінюючим об'єктам та РЕЗ зумовлена великою різноманітністю існуючих класів і типів сучасних аеродинамічних літальних апаратів (ЛА), надводних кораблів, наземних засобів ураження, спостереження, управління і зв'язку. Їх класифікація вимагає чіткого розмежування за функціональним призначенням, виділення характерних ознак та обліку можливості застосування однотипних РЕЗ на повітряних, наземних і надводних об'єктах. У зв'язку з цим, введемо позначення алфавітів класів об'єктів з поділом їх за типом базування:

$$\mathbf{O}_m^b = \mathbf{O}_a^1 \wedge \mathbf{O}_g^2 \wedge \mathbf{O}_w^3, \quad (3.1)$$

де:

$b = 1, 2, 3$ – ознака повітряного, наземного і надводного базування об'єктів;

$m = (a, g, w)$ - загальна кількість класів об'єктів повітряного, наземного і надводного базування;

$a = (1, 2, \dots, A)$ - класи об'єктів повітряного базування;

$g = (1, 2, \dots, G)$ - класи об'єктів наземного базування;

$w = (1, 2, \dots, W)$ - класи об'єктів надводного базування.

На сучасних складних радіовипромінюючих об'єктах розміщуються наступні ознакові групи РЕЗ: радіолокаційні станції (РЛС), радіонавігаційні системи (РНС), системи опізнання та визначення державної належності (СОВ ДН) і засоби систем радіозв'язку та передачі даних (СРЗ ПД). Вони відрізняються функціональним призначенням, діапазонами робочих частот, методами і параметрами формування інформації, що передається (випромінюється), і обробки прийнятої інформації. Для їх чіткого поділу введемо в розгляд алфавіти класів (типів) перших трьох груп на об'єктах повітряного, наземного і надводного базування, які в подальшому будемо називати класи РЛС

$$\mathbf{R}_{mj} = \mathbf{R}_{aj} \wedge \mathbf{R}_{gj} \wedge \mathbf{R}_{wj}, \quad (3.2)$$

де: $j = 1, 2, \dots, J_m$ - кількість класів РЕЗ РЛС, РНС і СОВ ДН відповідно на об'єктах повітряного, наземного і надводного базування з різними чисельними значеннями J .

Аналогічно введемо алфавіти класів (типів) СРЗ ПД

$$\mathbf{C}_{mu} = \mathbf{C}_{au} \wedge \mathbf{C}_{gu} \wedge \mathbf{C}_{wu}, \quad (3.3)$$

де: $u = 1, 2, \dots, U_m$ - кількість класів СРЗ ПД відповідно на об'єктах повітряного, наземного і надводного базування з різними чисельними значеннями U .

3.1.1.1 Обґрунтування вихідних даних і алфавітів класів радіовипромінюючих об'єктів повітряного базування та бортових радіолокаційних станцій.

У ході виконання даної роботи на основі аналізу та узагальнення відомостей, що містяться в доступній довідковій, періодичній та іншій літературі, був складений каталог даних про 93 типи ЛА. Цей каталог містить відомості про типи ЛА і бортові радіолокаційні станції (БРЛС), просторові параметри їх антенних систем (вид огляду, ширина ДС в азимутальній і кутомісцевій площинах, коефіцієнт посилення та ін.), вид та значеннях (або діапазонах можливих значень) частотно-часових

параметрів радіовипромінювань (несівної частоти, повторення і ширині спектру випромінюваних сигналів та ін.).

Аналіз та узагальнення відомостей, що містяться в доступній довідковій та періодичній літературі [78 – 81, 145], а також у складеному каталозі, дозволив представити сучасні ЛА за функціональним призначенням наступним алфавітом класів ($A = 16$):

$$\mathbf{O}_a^1 = \{O_1^1, O_2^1, \dots, O_{16}^1\}, \quad (3.4)$$

де:

O_1^1 - стратегічні бомбардувальники (СБ);

O_2^1 - багатоцільові тактичні винищувачі (БТВ);

O_3^1 - винищувачі-бомбардувальники (ВБ);

O_4^1 - винищувачі ППО (В ППО);

O_5^1 - палубні штурмовики (ПШ);

O_6^1 - літаки-розвідники (ЛР);

O_7^1 - літаки дальнього радіолокаційного виявлення і управління (ДРЛВУ);

O_8^1 - базові патрульні літаки протичовнової оборони (БПЛ);

O_9^1 - літаки радіоелектронної боротьби (Л РЕБ);

O_{10}^1 - літаки - заправники (ЛЗ);

O_{11}^1 - військово-транспортні (вантажні) літаки (ВТЛ);

O_{12}^1 - крилаті ракети (КР);

O_{13}^1 - безпілотні літальні апарати (БПЛА);

O_{14}^1 - вертольоти (ВТ);

O_{15}^1 - повітряні командні пункти (ПКП) і повітряні вузли зв'язку і ретрансляції (ПВУЗР);

O_{16}^1 - цивільні літаки (пасажирські, вантажні, спеціальні та ін.);

Прицільно - (навігаційно-) пілотажні комплекси сучасних літаків стратегічної, тактичної, палубної, військово-транспортної та цивільної авіації включають в свій склад, як правило, кілька бортових РЕЗ різного призначення.

Бортові РЕЗ сучасних ЛА використовують різні діапазони робочих частот, різні режими роботи і різні види сигналів для досягнення цілей польоту. Все це створює об'єктивні передумови для успішного вирішення завдання їх виявлення і розпізнавання (класифікації) за структурою і параметрами випромінюваних сигналів.

До джерел радіовипромінювання об'єктів повітряного базування відносяться:

- радіолокаційні станції;
- радіонавігаційні системи;
- системи опізнавання та визначення державної належності;
- системи і засоби радіозв'язку та передачі даних (див. розділ 3.1.4).

Важливу роль у складі бортових радіоелектронних комплексів сучасних літальних апаратів військового та цивільного призначення займають БРЛС що забезпечують вирішення широкого кола навігаційних завдань, завдань радіолокаційної розвідки наземних (надводних) та/або повітряних цілей, управління бортовим озброєнням та ін. На основі аналізу та узагальнення наявних даних [75 – 77, 80, 83-89] існуючі типи РЛС ЛА за функціональним призначенням були представлені таким алфавітом класів ($J_a=12$):

$$\mathbf{R}_{aj} = \{R_{a1}, R_{a2}, \dots, R_{a9}\} \quad (3.5)$$

де:

R_{a1} - РЛС бокового огляду (РЛС БО);

R_{a2} - РЛС керування зброєю (РЛС КЗ);

R_{a3} - багатофункціональні РЛС (БФ РЛС);

R_{a4} - РЛС забезпечення польотів на малих висотах (РЛС ЗПМВ);

R_{a5} - оглядовонавігаційні РЛС;

R_{a6} - РЛС дальнього радіолокаційного виявлення (РЛС ДРЛВ); R_{a7} - РЛС виявлення надводних цілей (РЛС ВНВЦ);

R_{a8} - радіовисотоміри (РВ);

R_{a9} - доплерівські РЛС вимірювання швидкості і знесення ЛА (ДВШЗ).

R_{10} - бортові радіолокаційні запрошувачі (БРЛЗ);

R_{11} - бортові радіолокаційні відповідачі (БРЛВ);

R_{12} - радіонавігаційні маяки систем типу ТАКАН, ДМЕ.

Дамо коротку характеристику зазначених класів БРЛС.

РЛС БО встановлюються на борту спеціальних літаків-розвідників стратегічної, тактичної та армійської авіації та призначені для отримання радіолокаційного зображення (картографування) смуг місцевості (шириною 10-40 км) праворуч і ліворуч від траси польоту літака. Ці РЛС працюють на випромінювання на протязі всього часу картографування місцевості, причому параметри їх випромінювань можуть змінюватися залежно від швидкості польоту літака, ширини смуги, що знімається, і віддалення її від лінії польоту.

До РЛС КЗ відносяться РЛС, призначені для дії по наземним і/або повітряним цілям. Носіями РЛС цього класу є застарілі типи ВБ і ПШ. Крім виконання функцій пошуку, захоплення, супроводження і підсвічування цілей ці РЛС можуть використовуватися для визначення точки скидання бомби або пуску ракети, корекції інерціальної навігаційної системи літака по наземним радіолокаційним орієнтирам, забезпечення навігації літака по радіолокаційним картам місцевості і для роботи з наземними маяками-відповідачами. У зв'язку з цим РЛС КЗ працюють на випромінювання не тільки під час атаки наземних і повітряних цілей, але і періодично включаються на маршруті проходження відповідно до плану польоту.

БФ РЛС встановлюються на сучасних багатоцільових літаках стратегічної, тактичної і палубної авіації і на винищувачах ППО. Ці РЛС забезпечують виконання широкого кола завдань навігації і управління бортовим озброєнням класів "повітря-повітря" та/або "повітря-земля". При цьому можуть змінюватися вигляд, параметри і потужність випромінюваного сигналу, форма ДСА, вид, швидкість і величина секторів сканування по азимуту і куту місця. Ці РЛС працюють на випромінювання на протязі всього часу атаки цілі (бою), а також періодично включаються на маршруті польоту.

РЛС ЗПМВ встановлюються, як правило, на літаках стратегічної авіації і працюють на випромінювання в режимі переднього огляду (обгинання рельєфу місцевості) протягом усього часу маловисотного польоту. Одночасно з РЛС ЗПМВ використовуються ДВШЗ і РВ.

Оглядово-навігаційні РЛС призначені, в основному, для забезпечення безпечної навігації літаків за радіолокаційними картами місцевості, розвідки метеообстановки на маршруті польоту, огляду земної поверхні (ОЗП) і роботи з маяками-відповідачами. Ці РЛС встановлюються на літаках транспортної, протичовнової і базової патрульної авіації, спеціальних літаках РЕБ и ДРЛВ, повітряних командних пунктах і застарілих типах стратегічних бомбардувальників. Застосування РЛС цього класу полягає в періодичній або тривалій роботі на випромінювання на маршруті польоту в залежності від метеоумов і часу доби.

РЛС ДРЛВ встановлюються спеціальних літаках АВАКС і призначені для виявлення, вимірювання координат і супроводу великого числа повітряних цілей, видачі цілевказівки по ним і наведення на них винищувачів-перехоплювачів. Ці РЛС працюють на випромінювання протягом декількох годин після виходу носія в заданий район патрулювання.

РЛС ВНВЦ встановлюються на борту літаків базової та патрульної авіації і призначені для виконання широкого кола завдань протичовнової і протикорабельної оборони. Ці РЛС також можуть працювати на випромінювання протягом кількох годин після виходу носія в район патрулювання.

РВ встановлюються на всі типи літаків, БПЛА та КР і використовуються протягом усього часу польоту. Радіовисотоміри характеризуються малою потужністю випромінювання, а отже і малою дальністю виявлення їх носіїв засобами радіомоніторингу (ЗРМ).

ДВШЗ встановлюються на всі типи сучасних літаків і призначені для числення пройденого шляху та перерахунку його в координати місця розташування ЛА. РЛС цього класу працюють на випромінювання протягом усього часу польоту, але мають малу потужність, що ускладнює їх виявлення ЗРМ

Відмінною рисою БРЛС і, насамперед, багатофункціональних, є використання зондувальних сигналів (ЗС) з низькою (НЧП), середньої (СЧП) і високої (ВЧП) частотою повторення. При цьому кожен режим роботи БРЛС характеризується цілком конкретним поєднанням параметрів випромінюваних сигналів: тривалості τ_i ,

періоду повторення T_i , ширини спектру (частотної девіації) Δf_c і несівної частоти f_c . Оскільки той чи інший режим роботи БРЛС пов'язаний з виконуваною функцією, то аналіз параметрів випромінюваних сигналів дозволяє визначити не тільки клас (тип) БРЛС, але і режим її роботи, а отже, і стан повітряного об'єкта, до складу якого дана БРЛС входить.

Для управління повітряним рухом (УПР) використовуються радіонавігаційні маяки систем VOR, ILS, ATCRBS і DME, що працюють на частотах 116 ... 150, 225 ... 400, 1030 і 1090, 960 ... 1215 МГц відповідно [107]. Радіомаяки військових систем TACAN (960 ... 1215 МГц) і IFF (AIMS MARK XII) поєднуються за частотою з радіомаяками систем DME і ATCRBS. Радіостанції (маяки) систем DME / TACAN формують «сітку» частот з кроком 1 МГц в діапазоні 961. ..1213 МГц і ведуть передачі у вигляді імпульсних послідовностей з тривалістю імпульсу 3,5 мкс. Середня скважність імпульсних послідовностей складає 0,1%. Типова потужність випромінювання радіостанцій 500 Вт.

Радіостанції системи ATCRBS/IFF (AIMS MARK XII або МК 12) призначені для впізнання військових і цивільних літаків і кораблів. Розрізняють наземні запитувачі, літакові і корабельні запитувачі і відповідачі. Радіостанції працюють на фіксованих частотах: 1030 ± 5 МГц - запитувачі, 1090 ± 5 МГц – відповідачі.

Передбачені 5 режимів роботи: режими 1, 2, 4 - для впізнання військових літаків і кораблів; режими 3/A і C - для УПР цивільної авіації.

На рис. 3.1 наведена часова структура сигналів запитувачів і відповідачів. Інформація про запит закладена в часовому інтервалі між запитними імпульсами P1 і P3. Виключається можливість включення відповідача запитними сигналами, випромінюваними по бічних пелюстках ДН антени запитувача. Для цього через 2 мкс після імпульсу P1 передається імпульс P2. Відповідний сигнал випромінюється при перевищенні запитними імпульсами рівня імпульсу P2 на 9 дБ. У режимі 4 для підвищення криптостійкості у якості запитного сигналу використовується 32-елементна кодована пачка імпульсів. У запитних режимах випромінюються імпульси тривалістю 0,5 і 0,8 мкс. Параметри запитних радіовипромінювань, такі як

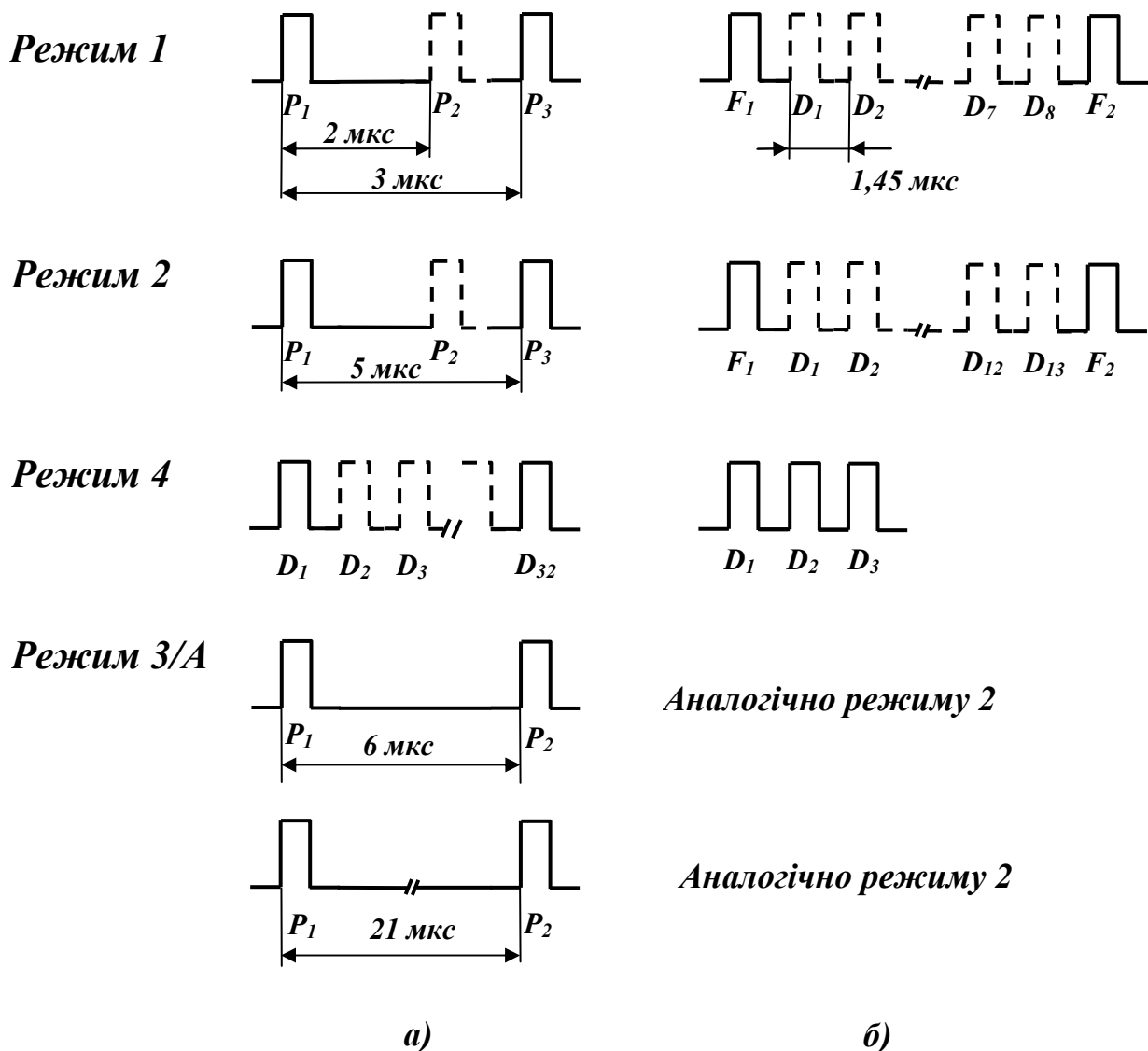


Рисунок 3.1 – Часова структура сигналів запитувачів і відповідачів

період проходження, тривалість пачок і період їх слідування, визначаються параметрами РЛС, з якою вони пов'язані.

Відповідні сигнали являють собою 3-, 8- і 12-елементні кодовані пачки імпульсів (імпульс D_{13} в режимі 2 не застосовується). Інформаційні імпульси D_1 в режимах 1, 2 розташовуються між синхроімпульсами F_1 і F_2 , які завжди випромінюються у складі відповідних сигналів. Тривалість імпульсів 0,45, а період їх повторення в пачці 1,45 мкс. Кодовані пачки імпульсів інтерпретуються як позиційний імпульсний код впізнання, а в режимі С - як код барометричної висоти. Потужності типових літакових, наземних і корабельних відповідачів становлять від 0,125 до 2 КВт.

Аналіз завдань, що вирішуються сучасними ЛА з використанням БРЛС, показує, що такими станами можуть бути: навігація, маловисотний політ, пошук, прицілювання, пуск зброї та інші.

З викладеного випливає, що для забезпечення можливості розпізнавання даних станів повітряних об'єктів за цими сигнальними ознаками необхідно мати повну і достовірну інформацію про режими роботи, параметри випромінювань і способи застосування сучасних БРЛС.

3.1.1.2 Обґрунтування вихідних даних і алфавітів класів радіовипромінюючих об'єктів та радіолокаційних станцій наземного базування.

Аналіз та узагальнення відомостей, що містяться в доступній довідковій та періодичній літературі [78 -81], дозволив розділити сучасні наземні об'єкти за функціональним призначенням на наступний алфавіт класів ($G = 17$):

$$\mathbf{O}_g^2 = \{O_1^2, O_2^2, \dots, O_{16}^2\}, \quad (3.6)$$

де:

O_1^2 - радіолокаційні пости (РЛПс) ППО (радіотехнічні роти);

O_2^2 - пункти управління і оповіщення (ПУО) ППО (радіотехнічні батальйони);

O_3^2 - центри управління і оповіщення (ЦУО) ППО (радіотехнічні бригади);

O_4^2 - зенітно-ракетні комплекси (ЗРК) і системи (ЗРС);

O_5^2 -зенітно-ракетні дивізії (ЗРДН);

O_6^2 -ПУ (КП) зенітно-ракетних бригад (ЗРБР);

O_7^2 - зенітно-артилерійські комплекси (ЗАК) ППО СВ;

O_8^2 - зенітно-артилерійські батареї (дивізії)ППО СВ;

O_9^2 -ПУ (КП) ракетних дивізіонів (бригад) тактичного (оперативно-тактичного) призначення;

O_{10}^2 - аеродроми і аеропорти;

O_{11}^2 - пости управління польотом ЛА на маршруті;

O_{12}^2 - передові пости авіаційного наведення (ПАН);

O_{13}^2 - пости управління польотом БПЛА;

O_{14}^2 - радіолокаційні пости розвідки наземних рухомих цілей (РНРЦ) артилерійських батареї (дивізіонів) СВ;

O_{15}^2 - радіолокаційні роти артилерійської інструментальної розвідки (АІР) артилерійських дивізіонів (бригад) СВ;

O_{16}^2 - полігони (випробувальні, науково-дослідні, учбові та ін.).

O_{17}^2 -КП і наземні вузли зв'язку СВ;

Кількість і типи РЕЗ та радіовипромінюючих об'єктів у зоні радіодоступності станції радіомоніторингу будуть визначатися районом її дислокації і віддаленістю від контрольованого району. При зміні району дислокації склад наземних угруповань РЕЗ (своїх і чужих) буде змінюватися.

До ознакових джерел радіовипромінювання об'єктів наземного базування відносяться:

- радіолокаційні станції;
- радіонавігаційні системи;
- системи розпізнавання та визначення державної належності;
- системи і засоби радіозв'язку і передачі даних (див. р. 3.1.4).

Аналогічно об'єктам повітряного базування РЛС є найважливішою ознакою для розпізнавання об'єктів наземного базування. На основі аналізу наявних довідкових даних [145, 79 -81, 90-100] і складеного каталогу на понад 300 існуючих наземних РЛС, усю їх кількість було представлено наступним алфавітом класів ($J_g = 21$):

$$\mathbf{R}_{gj} = \{R_{g1}, R_{g2}, \dots, R_{g20}\}, \quad (3.7)$$

де:

R_{g1} -РЛС виявлення повітряних цілей на великих і середніх висотах (РЛС ВПЦ);

R_{g2} -РЛС виявлення цілей на малих висотах (РЛС ВЦМВ);

R_{g3} -РЛС вимірювання дальності (РЛД);

R_{g4} -РЛС вимірювання висоти цілей (РЛВ);

R_{g5} - багатофункціональні РЛС (БФ РЛС);

R_{g6} -РЛС підсвічування цілей (РЛС ПЦ);

R_{g7} -РЛС супроводження цілей (РЛС СЦ);

R_{g8} -РЛС супроводження ракети (РЛС СР);

R_{g9} -РЛС супроводження цілі и ракеті (РЛС СЦР);

R_{10} -РЛС визначення повітряних цілей та управління польотом на маршруті (РЛС ВПЦ УВД);

R_{g11} -РЛС УВД в районі аеродромів (Дисп. РЛС);

R_{12} -РЛС забезпечення посадки (Посад. РЛС);

R_{13} -РЛС наведення літаків на наземні цілі;

R_{14} -РЛС керування ДПЛА;

R_{15} -РЛС розвідки наземних рухомих цілей (РЛС РНРЦ);

R_{16} -РЛС керування вогнем польової артилерії (РЛС КВА);

R_{17} - наземні радіолокаційні запрошувачі (НРЛЗ);

R_{18} - наземні радіолокаційні відповідачі (НРЛВ);

R_{19} - радіонавігаційні маяки систем типу ТАКАН, ДМС;

R_{20} -РЛС виявлення космічних об'єктів і балістичних ракет (ВКО і БР);

R_{21} - РЛС траєкторних вимірювань випробувальних полігонів (РЛС ТрВ).

Значна частина наземних РЛС є стаціонарними або напівстаціонарними і розгорнуті на позиціях у складі відповідних об'єктів, місце розташування яких відомо або може бути визначено за допомогою відповідних технічних засобів.

До мобільних РЛС відносяться РЛС виявлення і наведення військової ППО, РЛС польової артилерії і РЛС тактичної наземної розвідки, а також сучасні РЛС ППО і УПР. У мирний час ці РЛС знаходяться, як правило, в пунктах постійної

дислокації, а у воєнний час будуть постійно змінювати своє місце розташування відповідно до обстановки, що складається.

Основну масу наземних РЛС складають РЛС ППО і УПР. По кількості вимірюваних координат ці РЛС підрозділяються на одно-, дво- і трикоординатні, по кількості формуємих діаграм спрямованості антени - на одно-, дво- і багатопелюсткові, а по кількості одночасно випромінюваних сигналів - на одно-, дво- і багаточастотні. При цьому кожному променеві діаграми спрямованості може відповідати своя частота випромінювання.

Аналіз даних, що містяться у відкритих джерелах, показав, що однокоординатні РЛС (радіовисотоміри та радіодалекоміри) працюють в діапазоні частот 9000-9400, 5250-5600 та 2700-3300 МГц з тривалістю імпульсів від 0,35 до 5,5 мкс і частотами повторення від 250 до 1300 Гц при імпульсній потужності випромінювання від 80 кВт до 5 МВт.

Двокоординатні РЛС працюють в діапазонах частот 10000, 5300-5830, 2700-3500, 1215-1365 і 500-600 МГц з тривалістю імпульсів 1-15 мкс і частотами повторення 200-1200 Гц при імпульсній потужності випромінювання від 50 кВт до 5 МВт.

Трикоординатні РЛС підрозділяються на РЛС с парціальними променями та РЛС з електронним (частотним або фазовим) скануванням. В цих РЛС широке застосування знаходить принцип програмного огляду простору, який передбачає оптимальний розподіл енергетичного потенціалу станції шляхом варіації форми, кількості і просторового положення променів, швидкості і виду огляду, потужності і поляризації випромінювання, виду, структури в тривалості ЗС, періоду повторення імпульсів і/або серій імпульсів.

В багатопробієвих РЛС використовується принцип миттєвого огляду по куту місця (КМ) за рахунок формування у вертикальній площині декількох променів, кількість яких може досягати декількох десятків. Кожному променеві відповідає свій приймальний канал. Визначення КМ цілі здійснюється шляхом порівняння амплітуд або фаз сигналів, що були прийняті по сусіднім променям

діаграми спрямованості антени (ДСА). Огляд по азимуту здійснюється шляхом обертання антени РЛС у горизонтальній площині на 360° або в заданому секторі.

Найбільш відомою багатопроменевою трикоординатною РЛС є станція AN/TPS-43, що входить до складу автоматизованої системи управління (АСУ) тактичної авіації (ТА) 485L і використовується також в інтересах ППО. Ця РЛС працює в діапазоні частот $\Delta f = 2900\text{--}3100$ МГц, використовує імпульсні сигнали з фазоковою маніпуляцією (ФКМ) (13-елементний код Баркера) тривалістю 6,8 мкс і частотою повторення 250 Гц, ПРЧП (16 фіксованих робочих частот) і ВобЧП (5 значень).

До оглядових трикоординатних РЛС з частотним скануванням в площині кута місця відноситься РЛС S-3D (серії 320), ФАР якої механічно обертається по азимуту зі швидкістю 6 об./хв., формуючи по куту місця 5 променів (загальною шириною 5.5°), кожний на своїй частоті. Шляхом додаткового вимірювання частоти ця група променів переміщується по КМ в межах від 0° до 26° . В цій РЛС несівна частота змінюється за випадковим закону.

В РЛС AR-3D повний період сканування по КМ відбувається за час тривалості ЗС (36 мкс) у процесі внутрішньоімпульсного перестроювання робочої частоти, а огляд по азимуту здійснюється за рахунок механічного обертання антени.

Прикладами РЛС з фазовим скануванням є станція AN/TPS-59 та її модифікації: AN/TPS-117 і GE-592. ФАР РЛС AN/TPS-59 формує 8 променів для визначення цілей на великих відстанях і 11 променів - для визначення цілей на малих. При цьому для визначення цілей на $B < 40$ км у якості ЗС використовується короткий немодульований імпульс; на $B < 185$ км - короткий немодульований імпульс, услід якому через 252 мкс випромінюється ЛЧМ-імпульс тривалістю 102,4 мкс; на $B > 185$ км - ЗС у вигляді пар ЛЧМ-імпульсів (складений ЗС) по 102,4 мкс з рознесенням по частоті між ними 3,75 МГц.

У РЛС "HADR" використовується ЗС з НЛЧМ (тривалістю 50 і 100 мкс), адаптивна зміна параметрів випромінюваних сигналів і ширини ДСА по куту місця (8 значень), перестроювання несівної частоти (128 фіксованих частот) від імпульсу

до імпульсу або від пачки до пачки, концентрація енергії в трьох нижніх променях для досягнення максимальної дальності виявлення і розпізнавання цілей.

РЛС RAT-31 є тричастотною і трипроменевою станцією, використовує імпульсні ФКМ-сигнали і адаптивний вибір 3-х несівних частот за результатами аналізу РЕО.

У РЛС "Пальме - G" випромінювання здійснюється послідовно на 8 несівних частотах в діапазоні 110 МГц з періодом повторення імпульсів на кожній частоті 32 мс, а між сусідніми імпульсами – 4000 мкс.

РЛС AN/TPS-65 є двочастотною і двоканальною і працює з трьома рівнями випромінюваної потужності. У режимі низької потужності ця РЛС випромінює ФКМ-сигнали тривалістю 13 мкс на одній (верхній) частоті, в режимі середньої потужності - ФКМ-сигнали тривалістю 26 мкс на іншій (нижній) частоті, а в режимі повної потужності - ФКМ-сигнали тривалістю 13 мкс і 26 мкс на обох частотах послідовно один за іншим.

Сучасні трикоординатні РЛС працюють в діапазонах частот 1215-1400, 2900-3100 і 5450-5870 МГц і використовують як короткі, так і відносно довгі ЗС при малій (200-400) і середній (800-1000 Гц) частотах їх проходження.

РЛС ЗРК підрозділяються на РЛС виявлення і цілевказання (ЦВ), РЛС супроводу (підсвічування) повітряних цілей і РЛС наведення зенітних керованих ракет і багатофункціональні РЛС.

РЛС підсвічування працюють в режимі безперервного випромінювання в діапазоні частот 10000-10250 МГц і мають імпульсну потужність до 100 кВт.

РЛС супроводу цілей і ракет працюють в імпульсному режимі в діапазоні частот 8500-9600 МГц при тривалості випромінюваних імпульсів 0,25-0,5 мкс і частоті проходження 500-2000 Гц.

Радіодалекоміри ЗРК працюють в діапазоні частот 16-17 ГГц, а РЛС виявлення і цілевказання - в діапазоні частот 1250-1350 МГц.

РЛС УПР по функціональному призначенню підрозділяються на оглядові (ВПЦ УПР), диспетчерські (2700-2900 МГц) і посадкові (9000-9200 МГц).

Оглядові РЛС УПР по конструкції і ТТХ в багато чому схожі з розглянутими вище РЛС ППО. У багатьох країнах (США, ФРН та ін.) створені єдині радіолокаційні пости, які призначені для вирішення завдань ППО і УПР.

Диспетчерські РЛС призначені для УПР на відстані до 100 км від аеродромів, а посадочні - безпосередньо для забезпечення посадки ЛА на аеродроми.

РЛС наведення літаків на наземні цілі перебувають на озброєнні передових постів авіаційного наведення (ПАН) і призначені для визначення поточних координат і передачі команд на борт літака. У них використовується імпульсне кодоване випромінювання, що складається з одного, двох або трьох імпульсів, і три режими роботи: контроль польоту, автосупроводження (АС) і передача команд. У режимі контролю випромінюються поодинокі імпульси, в режимі АС використовується триімпульсний ЗС з постійними інтервалами між імпульсами в посилці, а в режимі передачі команд - триімпульсні посилки з часовою модуляцією 3-го імпульсу. Ці РЛС входять, зокрема, до складу систем забезпечення висадки десантів типу AN / MSQ-77.

РЛС керування БПЛА входять до складу систем типу AN/USD-1, -2, призначені для супроводження і визначення поточних координат безпілотних літаків-розвідників і працюють у двох режимах: прийому сигналів бортового відповідача і прийому відбитих сигналів. Так, система AN/USD-1 включає в себе 12 БПЛА типу SD-1, дві рухомі стартові установки, наземну РЛС стеження AN/MPQ-29 і дві станції передачі команд (СПК), що працюють в діапазоні частот 406-420 МГц. РЛС AN/MPQ-29 розташовуються на відстані 10-14 км від переднього краю, а СПК - біля стартових установок.

РЛС розвідки наземних рухомих цілей (РНРЦ) призначені для спостереження за переміщеннями військ і військової техніки в тактичній глибині і визначення координат для їх ураження. Ці РЛС підрозділяються на РЛС ближньої дії (до 3-х км), малої (до 10 км), середньої (до 20 км) і великої (понад 20 км) дальності.

До РЛС ближньої дії (БД) відносяться американські РЛС типу AN/PPS-6, -9, -10, -11, -12, -14, -15, -17, -18, GS №18Мк1, DR-PT-4B, DR-PT-6 та інші.

До РЛС малої дальності (МД) відносяться американські РЛС типу AN/PPS-4, -5, GS №14Мк1, DR-PT-1А, -2А, -3А ("Расура"), DR-VT-1, "Расура-2" та інші.

РЛС РНРЦ БД і МД розгортаються на флангах рот і батальйонів першого ешелону на відстані від переднього краю від 0,3 до 3 км. Ці РЛС стоять на озброєнні сухопутних військ (СВ) США, ФРГ, Іспанії, Франції, Італії та інших країн, працюють у 2-х та 3-х см діапазонах хвиль і мають потужність випромінювання в імпульсі до 1-10 кВт.

РЛС середньої і великої дальності стоять на озброєнні підрозділів артилерійської інструментальної розвідки (АІР) СВ. До них відносяться РЛС AN/TPS - 25, -33, -58, DR-PC-1А "Ратак", DR-PT-5, DR-MT-1А, -2А, "Стантор", "Аргус", "Орфей" та інші. Ці РЛС стоять на озброєнні СВ США, ФРГ і Франції та розгортаються поблизу командних пунктів (КП) артдивізіонів дивізій і корпусів.

Одним з важливіших елементів сучасного бою є своєчасне і точне вогневе ураження артилерійських і ракетних позицій противника.

Для своєчасного виявлення і точного вогневого ураження артилерійських і ракетних позицій широке застосування знаходять РЛС управління вогнем артилерії, які призначені для визначення вогневих позицій артилерії і мінометів противника, а також для корегування вогню своєї артилерії (РЛС КВА). До них відносяться РЛС AN/MPQ-4А, -10А, -32, AN/TPQ-36, -37, FА№8Мк1, FА№16Мк1 та інші. Найбільш довершеними з цих РЛС є РЛС AN/TPQ-36 та AN/TPQ-37, перша з яких розташовується на відстані 2-4 км від переднього краю і служить для визначення мінометних позицій і артилерії ближньої дії, а друга - у тилівій зоні дивізії і служить для визначення позицій далекобійної артилерії і ракетних установок противника.

РЛС КВА працюють в діапазонах частот 1.25-1,35; 2,74-2,96; 5,2-10,9 і 15,36-17,25 ГГц при імпульсній потужності випромінювання від 50 до 1000 кВт.

Наземні радіонавігаційні маяки систем типу ТАКАН, ДМЕ НРЛЗ, НРЛВ мають характеристики, аналогічні описаним в р. 3.1.1.1.

РЛС ВКО і БР призначені для отримання інформації при випробування БР та стеження за КО, виявлення и вимірювання координат різноманітних цілей. Сьогодні

стеження за КО в США здійснюється об'єднаною системою "Спадате", у склад якої входять:

РЛС системи "Спейстрек" (ВПС США), розташовані в Норвегії (Домен-Фьелль, РЛС типа AN/FPS-16), Турції (Діярбакир, 2 РЛС AN/FPS-17, РЛС AN/FPS-49, РЛС AN/FPS-50), на о. Шемія (Алеутські о-ви, три РЛС AN/FPS-17, РЛС AN/FPS-108, РЛС AN/FPS-80) і на авіабазі Еглін (шт. Флорида, AN/FPS-85);

РЛС ПРН (раннього попередження), розташовані на Алясці (Клір, 3 AN/FPS-50, AN/FPS-49), в Гренландії (Туле, 4 AN/FPS-50, AN/FPS-49) та в Великобританії (3 AN/FPS-49);

РЛС "Паркс" (авіабаза Гранд Фаркс, США);

РЛС ВМС США системи "Спасур";

РЛС с ФАР AN/FPS-115 системи "Пейв Пос", розташовані на авіабазах Біл (шт. Каліфорнія), Отіс (шт. Массачусетс), Робіно (шт. Джорджія), Гудфеллоу (шт. Техас);

РЛС AN/GPS-10 ("Кобра Талон, о. Гуам).

Радіолокаційні позиції (РЛП) контролю космічного простору (ККП) розташовані на території США, Турції та Філіпін.

РЛС траєкторних вимірювань, що входять до складу командно-вимірювального комплексу (КВК) ракетних полігонів, також використовуються для отримання інформації про повітряні і космічні об'єкти. За наявними даними, основні РЛП Східного ракетного полігону США розташовані на о-вах Великі Багами, Ельютера, Сан-Сальвадор, Гранд-Терк, Антігуа, Вознесіння і в Преторії (ПАР). Основні РЛП Західного ракетного полігону США розташовані на о-вах Саут-Пойнт і Коні-Парк Гавайї), Кантон, Мідуей, Уейк і Еніветок. На озброєнні цих РЛП стоять РЛС AN/FPS-16, AN/FPQ -6 та AN/TRQ-18.

КВК полігону протиракетної оборони (ПРО), розташованого на о. Кваджелейн, має на озброєнні РЛС ТрВ "Традекс", "Алкор", та "Альтаір".

РЛС "Традекс" працює в діапазоні частот 1 - 2 и 2 - 4 ГГц і використовує різні види ЗС. Наприклад, при роботі цієї РЛС в діапазоні 1 - 2 ГГц використовуються ЗС

тривалістю 50 мкс (частота проходження 1500 Гц) і серії з 32 імпульсів тривалістю 2 мкс.

РЛС "Алкор" працює в діапазоні частот 4 - 8 ГГц і використовує широкосмугові види ЗС (ширина спектру 512 МГц) тривалістю 10 мкс і частотою проходження 200 Гц.

РЛС "Альтаір" працює в діапазоні частот 30-250 і 250 - 1000 МГц з широкосмуговими сигналами тривалістю 800 і 400 мкс відповідно.

3.1.1.3 Обґрунтування вихідних даних і алфавітів класів радіовипромінюючих об'єктів та радіолокаційних станцій морського базування.

РЕЗ морського базування розміщуються на військових кораблях, що входять до складу ВМС, і на суднах невійськового призначення.

За своїм складом, бойовим можливостям і задачам, які вирішуються, ВМС різних держав можуть бути умовно розділені на флоти [79 – 80, 101, 102]:

- океанської зони (для дій в будь-якому регіоні земної кулі, що є об'явленою зоною національних інтересів держави). До них відносяться ВМФ Російської Федерації, ВМС Сполучених Штатів Америки, Великобританії і Франції;

- морської зони (для дій у відкритому океані на віддаленні до 3000 км від узбережжя і в окремих морських регіонах). До них відносяться ВМС: Італії, Іспанії, Індії, Китаю, Японії, Німеччини;

- ближньої морської зони (для дій у відкритому океані на відстані до 1000 км від узбережжя і на акваторії окремих морів). До них відносяться ВМС Канади, Греції, Туреччини, Нідерландів, Данії, Швеції, Норвегії, Південної Кореї, Тайваню, Індонезії, Австралії, Аргентини, Бразилії;

- узбережної зони.

Для виконання поставлених задач кораблі ВМС зведені у з'єднання і об'єднання (флот, флотилія, ескадра) і, як правило, мають постійний пункт базування на весь життєвий цикл. Оперативні з'єднання формуються з кораблів штатних формувань на ротаційній основі, переважно, з притриманням принципу постійності контингенту.

Імовірність появи носія ДРВ, що належить до ВМС тієї чи іншої країни, в зоні контролю визначається розташуванням позиційного району в морському регіоні

Носії ДРВ морського базування підрозділяються на види:

- бойові кораблі ВМС;
- допоміжні судна ВМС;
- судна спеціального призначення;
- комерційні судна;
- промислові судна.

Бойові кораблі ВМС підрозділяються на класи:

1) Підводні човни:

- з балістичними ракетами і ядерною енергетичною установкою (SSBN), у ВМФ Росії – ракетний підводний крейсер стратегічного призначення (РПК СП).
Країни: Росія, Сполучені Штати Америки, Великобританія, Франція, Китай;

- з балістичними ракетами і дизель-електричною енергетичною установкою (SSB). Країна: Китай;

- з крилатими ракетами і ядерною енергетичною установкою (SSGN). Країни: Росія (ПЧА РК), Індія;

- з крилатими ракетами і дизель-електричною енергетичною установкою
Країна: Росія (ПЧ РК);

- багатоцільові з ядерною енергетичною установкою (SSN). Країни: Росія (ПЧА), Сполучені Штати Америки, Великобританія, Франція, Китай;

- торпедні з дизель-електричною енергетичною установкою (SS), (ПЧ):

а) великі (океанські). Країни: Росія, Великобританія, Франція, Німеччина, Італія, Іспанія, Китай, Індія;

б) середні. Країни: Росія, Великобританія, Франція, Німеччина, Італія, Іспанія, Китай, Індія, Туреччина, Греція, Нідерланди, Данія, Швеція, Норвегія, Канада, Тайвань, КНДР, Єгипет, Сирія, Алжир, Албанія, Болгарія, Аргентина, Бразилія, Ізраїль, Румунія, Польща, Португалія, Лівія;

в) малі;

г) дуже малі;

г) надмалі.

2) Кораблі – носії авіації (авіаносці):

- авіаносці багатоцільові з ядерною енергетичною установкою (CVN). Країни: Сполучені Штати Америки, Франція;

- авіаносці багатоцільові із звичайною енергетичною установкою (CV). Країни: Росія (ВАКР – важкий авіаносний крейсер «Адмірал Кузнєцов»), Сполучені Штати Америки, Великобританія, Франція, Італія, Іспанія, Індія, Аргентина, Бразилія.

3) Ударні кораблі:

- крейсери ракетні з ядерною енергетичною установкою (CGN). Країни: Росія (ВАРКР – важкий атомний ракетний крейсер «Петро Великий»), Сполучені Штати Америки;

- крейсери ракетні (CG). Країни: Росія (РКР – ракетний крейсер, ВПК – великий протичовновий корабель пр.1134А, 1134Б), Сполучені Штати Америки;

- крейсера артилерійські (CC). Країни: Франція, Італія;

- ескадрені міноносці з керованим ракетним озброєнням (есмінці КРО) (DDG), ескадрені міноносці (DD). Країни: Росія (ЕМ – есмінець, ВПК пр. 61), Сполучені Штати Америки, Великобританія, Франція, Італія, Німеччина, Іспанія, Туреччина, Греція, Єгипет, Канада, Індія, Японія, Аргентина, Бразилія, Іран, Південна Корея, Тайвань, Китай, Індонезія, Польща, Румунія.

4) Ескортні (сторожові) кораблі - фрегати КРО (FFG), фрегати (FF). Країни: Росія (СКР – сторожовий корабель пр. 1135, МПК – малий протичовновий корабель пр. 1159, 1124М), Сполучені Штати Америки, Великобританія, Франція, Німеччина, Іспанія, Туреччина, Греція, Нідерланди, Португалія, Алжир, Лівія, Туніс, Марокко, Канада, Італія, Японія, Аргентина, Австралія, Бразилія, Іран, Ірак, Індонезія, Китай, Південна Корея, КНДР, Тайвань, Малайзія, Нова Зеландія, Польща, Латвія, Сирія, Україна, Естонія, Грузія, Румунія, Болгарія, Норвегія, Данія, Бельгія, Індія.

5) Легкі кораблі:

- корвети (COR). Країни: Росія (МРК – малий ракетний корабель пр. 1234, МПК - малий протичовновий корабель пр. 1124), Італія, Іспанія, Ізраїль, Алжир,

Лівія, Індія, Ірак, Іран, Ірландія, Південна Корея, Малайзія, Швеція, Болгарія, Румунія, Фінляндія, Тайвань, Китай, КНДР, Норвегія, Польща, Україна, Грузія, Казахстан, Туркменістан, Латвія, Естонія;

- ракетні катери (FAC-M), ракетні катери на підводних крилах (FAC-MH).
Країни: Росія (РКА, РКА ПК), Італія, Франція, Германія, Іспанія, Ізраїль, Румунія, Польща, Алжир, Норвегія, Швеція, Данія, Туреччина, Сирія, Греція, Фінляндія, Україна, Грузія, Латвія, Естонія, Казахстан, Туркменістан, Єгипет, Туніс, Болгарія, Лівія, Марокко, Китай, КНДР;

- торпедні катери (FAC-T), торпедні катери на підводних крилах (FAC-TN).
Країни: Росія (ТКА, ТКА ПК), Україна, Грузія, Латвія, Естонія, Казахстан, Туркменістан, Фінляндія, Швеція, Норвегія, Германія, Польща, Румунія, Болгарія, Туреччина, Китай, КНДР, Японія;

- катери: артилерійські (FAC-G), великі патрульні (LHC), патрульні (CPC);

- мінно-тральні судна: тральщики (MSW), (в ВМФ Росії (ТЩ) - океанські, морські, базові, рейдові), мінні загороджувачі, шукачі мін.

7) Амфібійні судна (в ВМФ Росії – десантні кораблі: ВДК – великий десантний корабель, СДК – середній десантний корабель, МДК – малий десантний корабель, КДПП – корабель десантний на повітряній подушці, КАДВП – катер десантний на повітряній подушці), в тому числі:

- штабні десантні кораблі (LCC, AGF), країни: США;
- універсальні десантні кораблі (LHD, LHA), країни: США;
- десантні вертольотоносці (LPH), країни: США;
- десантно-вертольотні кораблі-доки (LPD), країни: США, Великобританія;
- десантні транспорти-доки (LSD), країни: США;
- танко-десантні кораблі (LST), країни: США;
- десантні вантажні судна (LKA), країни: США;
- десантні кораблі на повітряній подушці (LCAC), країни: США;
- плавзасоби висадки десанту.

Допоміжні судна ВМС підрозділяються на класи:

- плавучі бази есмінців (AD) і підводних човнів (AS) (в ВМС США), плавучі бази підводних човнів (ПБ) (в ВМФ РФ);
- учбові кораблі (УК), (TS);
- госпітальні судна (ГС), (HS);
- військові транспорти (ВТР), (AE, AR);
- танкери забезпечення і оперативної бойової підтримки (ТНК), (АО, АОЕ, AOR);
- спеціальні судна (плавзаводи, плавмайстерні, торпедолови).

Судна спеціального призначення підрозділяються на класи:

- океанографічні судна;
- науково-дослідні судна;
- судна стеження за космічними об'єктами;
- розвідувальні кораблі;
- кораблі гідроакустичної розвідки;
- рятувальні судна;
- кабельні судна;
- криголами;
- буксири.

Комерційні судна підрозділяються на класи:

- пасажирські судна;
- вантажно-пасажирські судна;
- пороми;
- транспортні судна (суховантажні, контейнеровози);
- наливні судна (танкери, водоналивні).

Промислові судна підрозділяються на класи:

- плавучі бази (рибозаводи);
- великі морозильні рибальські траулери;
- рибальські траулери;
- рибальські сейнери;
- рибальські шхуни.

У приморських регіонах на вхід приймального пристрою СРМ можуть надходити сигнали від РЕЗ берегових об'єктів, що належать:

- морському радіотехнічному взводу (МРТВ) або (роті) (МРТР)) берегової системи спостереження (БСС) ВМФ;
- радіотехнічним постам спостереження департаменту морської охорони прикордонної служби (МОПС);
- рейдовій службі портів;
- військово-морським базам;
- об'єктам берегової оборони суміжних держав.

Наведена класифікація об'єктів морського базування є досить докладною, реалізація якої, при наповненні змісту баз даних, представляє певні труднощі. Для досягнення цілей досліджень в рамках даної НДР був розроблений наступний алфавіт класів морських об'єктів ($W = 17$):

$$\mathbf{O}_w^3 = \{O_1^3, O_2^3, \dots, O_{17}^3\}, \quad (3.8)$$

де:

- O_1^3 - підводні човни;
- O_2^3 - авіаносні кораблі;
- O_3^1 - ударні кораблі (крейсери);
- O_4^3 - ескадрені міноносці КРО;
- O_5^3 - ескортні (сторожові) кораблі - фрегати КРО;
- O_6^3 - корвети (COR);
- O_7^3 - катери (ракетні, торпедні, артилерійські і патрульні);
- O_8^3 - мінно-тральні судна;
- O_9^3 - штабні кораблі з вузлами зв'язку;
- O_{10}^3 - судна спеціального призначення;
- O_{11}^3 - військово-морські бази;
- O_{12}^3 - радіотехнічні пости БСС ВМФ;
- O_{13}^3 - радіотехнічні пости департаментів МОПС;

O_{14}^3 - об'єкти берегової оборони сусідніх держав;

O_{15}^3 - порти;

O_{16}^3 - цивільні судна (комерційні і промислові судна);

Основним джерелом радіовипромінювання об'єктів морського базування, що дозволяють оцінити радіоелектронно-об'єктову обстановку по їх радіовипромінюванням, також є:

- радіолокаційні станції;
- радіонавігаційні системи;
- системи розпізнавання та визначення державної належності;
- системи і засоби радіозв'язку і передачі даних (див р. 3.1.4).

РЕЗ морського базування, як об'єкти контролю, характеризуються:

а) яскраво вираженими просторовими ознаками:

- по напрямку - в межах сектору пеленгів, орієнтованого на ділянку морської акваторії заданого позиційного району;

- по дальності - в межах радіогоризонту з урахуванням висоти над рівнем моря антенного поста ЗРМ, антени джерела радіовипромінювання і особливостей поширення електромагнітних хвиль над морською поверхнею, пов'язаних з сезоном року, часом доби, різними атмосферними явищами і хвилюванням моря;

- по куту місця - в межах значень, близьких до нуля;

б) малою швидкістю зміни просторових координат;

в) впорядкованим напрямком руху відносно засобу контролю (берегової лінії) по фарватерах, рекомендованим курсам та маршрутами судноплавства.

Щільність потоку сигналів РЕЗ морського базування на вході приймального пристрою СРМ, як функція часу, залежить від тактичної обстановки, що складається, і визначається:

а) у загрозливий період і при веденні бойових дій:

- нарядом сил і тактикою дій противника на морській акваторії заданого позиційного району;

б) у мирний час:

- розміщенням заданого позиційного району на регіональному ТВД відносно портів, зон розділення і маршрутів судноплавства та районів рибальства, пунктів базування і полігонів бойової підготовки військово-морського флоту, в тому числі, ступенем судноплавства, яке підрозділяється на чотири категорії: щільне - $10-21/\text{км}^2$; інтенсивне - $10-31/\text{км}^2$; середнє - $10-41/\text{км}^2$; мале - $10-51/\text{км}^2$;
- часом доби: збільшення потоку в сутінки і в нічний час;
- погодними умовами: збільшення потоку при погіршенні погоди, опадах, тумані, посиленні хвилювання моря;
- діяльністю бойових кораблів і суден на морській акваторії заданого позиційного району (проведення навчань, виконання бойових вправ, пошукових операцій, візитів).

Важливу ознакову роль для оцінювання радіоелектронно-об'єктової обстановки відіграють РЛС у складі радіоелектронних комплексів сучасних кораблів і берегових об'єктів. При аналізі доступної літератури [79 – 80, 101 -105] і складеного каталогу на 160 РЛС морського базування вони були представлені таким алфавітом класів ($J_w = 12$):

$$\mathbf{R}_{wj} = \{R_{w1}, R_{w2}, \dots, R_{w12}\} \quad (3.9)$$

де:

R_{w1} - навігаційні РЛС;

R_{w2} - РЛС виявлення повітряних цілей (ВПЦ);

R_{w3} - РЛС виявлення повітряних і надводних цілей (ОВНЦ);

R_{w4} - РЛС виявлення надводних цілей (ВНЦ);

R_{w5} - РЛС виявлення і цілевказання;

R_{w6} - РЛС супроводження цілі;

R_{w7} - РЛС підсвічування цілей;

R_{w8} - РЛС керування вогнем артилерії (КВА);

R_{w9} - багатофункціональні РЛС (БФ РЛС);

R_{w10} - РЛС забезпечення польотів авіації;

R_{11} - морські радіолокаційні запитувачі (МРЛЗ);

R_{12} - морські радіолокаційні відповідачі (МРЛВ);

Необхідно відзначити, що 5, 6 і 7 класи іноді відносять до одного класу РЛС керування ракетною зброєю (КРЗ) і, більш того, об'єднують з 8 класом і називають РЛС керування зброєю (КЗ). Однак, для цілей розпізнавання необхідна більш детальна класифікація РЛС КЗ.

Дамо коротку характеристику корабельних РЛС на основі аналізу наявних даних.

Навігаційні РЛС є найбільш численним класом РЛС і призначені для забезпечення безпеки плавання одиночного корабля. Встановлюються на кораблях усіх видів і класів. На бойових кораблях малого тоннажу можуть виконувати функції РЛС ВНЦ або РЛС забезпечення польотів корабельних гелікоптерів. Межі змінення несівної частоти: (8,0...10,5) ГГц. Частота проходження імпульсів: (600...6000) Гц ((період проходження імпульсів 1,7...0,17 мс). Тривалість імпульсу: (0,05...1,5) мкс. Працюють в круговому режимі огляду простору з максимальною швидкістю обертання антени: (20...60) об/хв. Мають найменше значення періоду проходження імпульсів, тривалості імпульсів і потужності випромінювання посеред інших РЛС кругового огляду.

РЛС ВПЦ представляються 49 типами і призначені для забезпечення ППО і ПРО корабля (з'єднання кораблів) шляхом раннього виявлення повітряних носіїв протикорабельної зброї. Встановлюються на бойових кораблях класу «авіаносний корабель-фрегат», великих десантних кораблях (ВДК, LCC, AGF, LHD, LHA, LPN, LPD, LSD), плавбазах і великих суднах забезпечення ВМС. Характеризуються самим низьким діапазоном несівної частоти, максимальними значеннями періоду проходження і тривалості імпульсів. Працюють в круговому режимі огляду простору з мінімальною швидкістю обертання антени: (2...15) об/хв. По значенню несівної частоти можуть бути віднесені до РЛС виявлення повітряних цілей в дальній або середній зоні ППО. Межі змінення несівної частоти: (0,2...4,0) ГГц. Частота повторення імпульсів: (100...1000) Гц (період проходження імпульсів 10...1 мс). Тривалість імпульсу: (1...200) мкс.

Максимальні значення потужності випромінювання і довжини хвилі обумовлюють можливість виявлення РЛС ВПЦ на великих дистанціях.

РЛС ВПНЦ представлені 27 типами і призначені для забезпечення як ППО і ПРО, так і ПКО і ПКАО шляхом раннього виявлення повітряних і надводних носіїв протикорабельної зброї. Встановлюються на бойових кораблях класу «авіаносний корабель – ракетний катер» для резервування (функціонального дублювання) РЛС ВПЦ і ВНЦ на великих кораблях або самостійного вирішення функціональних задач на кораблях меншого тоннажу, середніх десантних кораблях і їм відповідних. Працюють в круговому режимі огляду простору. По значенням параметрів випромінювання знаходяться між РЛС ВПЦ і РЛС ВНЦ. Межі змінення несівної частоти: (2,0...6,0) ГГц Частота повторення імпульсів: (200...2000) Гц (період проходження імпульсів 5...0,5 мс). Тривалість імпульсу: (0,3...3) мкс.

РЛС ВНЦ представлені 50 типами і призначені для забезпечення ПКО і ПКАО корабля (з'єднання кораблів) шляхом раннього виявлення надводних носіїв протикорабельної зброї, а також висвітлення надводної обстановки. Встановлюються на всіх бойових кораблях класу «ракетний катер» і вище, в тому числі океанських і морських ТЩ, МДК і їм відповідних, великих і середніх допоміжних суднах і суднах забезпечення ВМС. Працюють в круговому режимі огляду простору, порівняльно з навігаційними РЛС (при збігу діапазону несівної) мають більшу потужність випромінювання, період проходження і тривалість імпульсів, але менше число обертів антени. Межі зміни несівної частоти: (2,5...10,5) ГГц. Частота проходження імпульсів: (300...3000) Гц (період проходження імпульсів 3,3...0,33 мс). Тривалість імпульсу: (0,1...2) мкс.

РЛС КЗ представлені 77 типами РЛС і призначені для забезпечення функціонування ракетних (класу «поверхня – поверхня» або «поверхня – повітря») або артилерійських (головного калібру або систем самооборони) комплексів. Встановлюються на бойових кораблях усіх класів, найбільш великих і важливих допоміжних суднах і суднах забезпечення ВМС. Суттєвою відмінністю є сканування характеристики спрямованості в режимах супроводження і підсвічування цілей. Межі змінення несівної частоти: (2,5...15) ГГц. Частота проходження імпульсів: (400...40000) Гц (період проходження імпульсів 2,5...0,025 мс). Частота сканування: (4...180) Гц. Тривалість імпульсів: (0,1...5) мкс.

У мирний час роботи РЛС КЗ можна спостерігати при огляді і повертанні зброї і технічних засобів, на навчаннях і під час практичних стрільб. У воєнний час РЛС КЗ включаються в роботу по наведенню і цілевказанню основних засобів виявлення – РЛС ВПЦ (ВПНЦ) і (або) РЛС ВНЦ.

БФ РЛС AN/SPY-1 і AN/SPY-3 з ФАР поєднують функції РЛС ВПЦ и КЗ.

БФ РЛС AN/SPY-1 та її модифікації (mod. A, B, D, E, F, K) встановлені на кораблях сучасного будівництва:

- крейсерах типу «Тікондерога» (США, 1А на CG-47—58, 1В на CG-59—73);
- есмінцях типу «Арлі Бёрк» (США, 1D);
- есмінцях типу «Атаго» (Японія, модифікація 1D);
- есмінцях типу «Конго» (Японія, модифікація 1D);
- есмінцях типу KDX-III (Корея, модифікація 1D);
- фрегатах типу «Фрітьоф Нансен» (Норвегія, 1F);
- фрегатах типа «Альваро де Базан» (Іспанія, 1D);
- в перспективі радар передбачається встановити на есмінцях типу «Хобарт» (Австралія).

Для БФ РЛС AN/SPY-1 межі змінення несівної частоти: (2,72...3,47) ГГц. Частота проходження імпульсів: (40...2000) Гц (період проходження імпульсів 25...0,5 мс). Тривалість імпульсів: (0,4...150) мкс.

БФ РЛС AN/SPY-3, яка є подальшим розвитком AN/SPY-1, планується для встановлення на перспективних (знаходяться в будівнанні) есмінцях типу «Замволт» та авіаносцях типу «Джеральд Р. Форд». Для БФ РЛС AN/SPY-3 межі змінення несівної частоти: (8...12) ГГц.

РЛС забезпечення польотів авіації представлені 7 типами і встановлюються на авіаносцях (CVN, CV), десантних вертольотоносцях (LPH) і універсальних десантних кораблях (LHD, LHA) ВМС США, авіаносних кораблях інших країн. Межі змінення несівної частоти: (2,5...4,0; 5,5...6,0; 8,5...9,5; 10...11; 11,5...12,5) ГГц. Частота проходження імпульсів: (1000...4000) Гц (період проходження імпульсів 1...0,25 мс). Тривалість імпульсів: (0,2...1,0) мкс.

Морські РЛЗ і РЛВ мають характеристики, аналогічні описаним в р. 3.1.1.1.

Номенклатура РЛС, які розміщуються на об'єктах морського базування, визначається його класом.

Так, наприклад, на всіх підводних човнах встановлена одна РЛС, основною задачею якої є визначення надводних цілей і забезпечення безпеки плавання, і, у якості додаткової задачі, – забезпечення використання торпедної зброї.

На авіаносних кораблях встановлені:

- на авіаносцях ВМС США: 2 РЛС ВПЦ; 1РЛС ВНЦ; 1РЛС навігаційна; 6РЛС КРО; 1РЛС КВА; 4-6 РЛС забезпечення польотів авіації. Всього 15 – 17 РЛС;

- на ТАКР ВМФ РФ: 1РЛС ВПЦ; 1РЛС ВПНЦ; 2 РЛС ВНЦ; 3 РЛС навігаційних; 4 РЛС КРО; 4 РЛС КВА; 2 РЛС забезпечення польотів авіації. Всього 17 РЛС;

- на легких авіаносцях ВМС інших держав: 1-3 РЛС ВПЦ; 1-3 РЛС ВПНЦ; 1-2 РЛС навігаційних; 1-6 РЛС УО; 1-2 РЛС забезпечення польотів авіації. Всього 7– 3 РЛС.

Загалом на авіаносних кораблях: 7–17 РЛС на одному носії, у середньому 12 РЛС.

На крейсерах встановлені:

- на CGN “Virginia” ВМС США: 2 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВНЦ; 1 РЛС навігаційна; 3 РЛС КРО; 1 РЛС КВА. Всього 8 РЛС;

- на ТАРКР ВМФ РФ: 1 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВПНЦ; 3 РЛС навігаційних; 6РЛС КРО, 5 РЛС КВА. Всього 16 РЛС;

- на CG “Ticonderoga” ВМС США: 1 БФ РЛС; 1 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВНЦ; 1 РЛС навігаційна; 4 РЛС КРО; 1 РЛС КВА. Всього 9 РЛС;

- на БПК ВМФ РФ пр. 1134А, Б: 1 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВПНЦ; 2-3 РЛС навігаційних; 2-4 РЛС КРО; 4 РЛС КВА. Всього 10 – 13 РЛС;

- на артилерійських крейсерах: 1-3 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВПНЦ; 1 РЛС навігаційна; 2 РЛС КРО; 3-4 РЛС КВА. Всього 9 – 10 РЛС.

Загалом на крейсерах: 8 – 16 РЛС на одному носії, у середньому 12 РЛС. З них: на іноземних крейсерах у середньому 9 РЛС.

На ескадрених міноносцях встановлені:

- на DDG “Arleigh Burke” ВМС США: 1 МФ РЛС; 1 РЛС ВНЦ; 1 РЛС навігаційна; 3 РЛС КВА. Всього 6 РЛС;

- на ЕМ ВМФ РФ: 1-2 РЛС ВПЦ; 3 РЛС ВНЦ (або навігаційних РЛС); 4-7 РЛС КРО; 3 РЛС КВА. Всього 12 – 14 РЛС;

- на ВПК ВМФ РФ пр.61: 2 РЛС ВПНЦ; 2 РЛС навігаційних; 2 РЛС КРО; 2 РЛС КВА. Всього 8 РЛС;

- на DD “Spruance” ВМС США: 2 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВНЦ; 1 РЛС навігаційна; 2 РЛС КРО; 2 РЛС КВА. Всього 8 РЛС;

- на ЭМ ВМС Великобританії: 1 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВНЦ; 1 РЛС навігаційна; 2 РЛС КЗ. Всього 5 РЛС;

- на ЕМ ВМС Франції: 1-2 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВПНЦ; 1-2 РЛС навігаційних (при 2-х РЛС одна використовується для забезпечення польотів гелікоптера); 1-3 РЛС КЗ. Всього 4-7 РЛС;

- на ЕМ ВМС Німеччини: 1-2 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВПНЦ; 1 РЛС ВНЦ; 1 навігаційна РЛС; 3-4 РЛС КЗ. Всього 7 РЛС;

- на ЕМ ВМС Італії: 2 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВПНЦ; 1 РЛС ВНЦ; 1 навігаційна РЛС; 2 РЛС КРО; 2-3 РЛС КВА. Всього 8 – 10 РЛС;

- на ЕМ ВМС інших держав: 1-2 РЛС ВПЦ; 1 РЛС ВНЦ; 1 РЛС навігаційна; 1-3 РЛС КЗ. Всього 4 – 6 РЛС.

Загалом на есмінцях: 4 –14 РЛС на одному носії, на іноземних 4 – 10 РЛС, у середньому 7 РЛС.

На фрегатах встановлені:

- на FFG “O.H. Perry” ВМС США: одна РЛС ВПЦ; одна РЛС ВНЦ; одна РЛС КРО; одна РЛС КВА.

Всього 4 РЛС;

- на СКР пр. 1135 ВМФ РФ: одна РЛС ВПЦ; одна-дві РЛС ВНЦ (або навігаційних РЛС); 3-4 РЛС КРО; 2-3 КВА. Всього 7 – 10 РЛС;

- на МПК пр. 1159 ВМФ РФ: одна РЛС ВПЦ; одна РЛС ВНЦ; одна РЛС КРО; 2 РЛС КВА. Всього: 5 РЛС;

- на МПК пр. 1124М ВМФ РФ: одна РЛС ВПНЦ; 1 РЛС навігаційна; одна РЛС КРО; одна РЛС КВА. Всього: 4 РЛС;

- на фрегатах ВМС Великобританії: одна РЛС ВПЦ; одна РЛС ВПНЦ; або одна РЛС ВПНЦ; одна РЛС навігаційна; 2 РЛС КРО. Всього: 4 – 5 РЛС;

- на фрегатах ВМС Франції: одна РЛС ВПНЦ; 1-2 РЛС навігаційних; 1-2 РЛС КЗ. Всього: 3 – 5 РЛС;

- на фрегатах ВМС Нідерландів: одна РЛС ВПЦ; 1-2 РЛС ВПНЦ; 1-2 РЛС навігаційних; 1- 2 РЛС КРО; одна РЛС КВА. Всього: 4 – 6 РЛС;

- на фрегатах ВМС Іспанії: одна РЛС ВПЦ і одна РЛС ВНЦ або одна РЛС ВПНЦ; одна РЛС навігаційна; 2- 3 РЛС КРО; одна РЛС КВА. Всього: 5 – 8 РЛС;

- на фрегатах ВМС інших держав: одна РЛС ВПЦ и одна РЛС ВНЦ або одна РЛС ВПНЦ; одна РЛС навігаційна; 1-2 РЛС КРО; 1- 2 РЛС КВА. Всього: 3 – 6 РЛС.

Загалом на фрегатах 3–10 РЛС на одному носії, на іноземних 3– 8 РЛС. В середньому 5 РЛС.

На корветах встановлені:

- на МРК пр. 1234 ВМФ РФ: одна РЛС ВПНЦ; одна РЛС ВНЦ; 2 РЛС КРО; 2 РЛС КВА. Всього: 6 РЛС;

- на інших проектах МРК і МПК ВМФ РФ, а також на корветах ВМС інших держав: одна РЛС ВПНЦ або одна РЛС ВНЦ; одна РЛС навігаційна; 1- 2 РЛС КЗ. Всього: 3 – 4 РЛС. В середньому 3 РЛС.

На ракетних катерах встановлені:

- на РКА ВМС Німеччини, Греції, Єгипту: одна РЛС ВПНЦ; одна РЛС навігаційна; 1-2 РЛС КЗ. Всього: 3-4 РЛС;

- на РКА ВМС інших держав: одна РЛС ВПНЦ або одна РЛС ВНЦ; одна РЛС КЗ. Всього: 2 РЛС. В середньому по класу 2 РЛС.

На торпедних і патрульних катерах прибережної зони встановлена одна РЛС, яка має основною задачею виявлення надводних цілей і забезпечення безпеки плавання і використання зброї.

На океанських і морських тральщиках встановлені: одна РЛС ВНЦ; одна РЛС КЗ. Всього: 2 РЛС.

На базових і рейдових тральщиках, мінних загороджувачах та шукачах мін встановлена одна навігаційна РЛС.

На кораблях амфібійних сил ВМС США встановлені:

- на штабних десантних кораблях, універсальних десантних кораблях і десантних вертольотоносцях (LCC, AGF, LHD, LHA, LPH): 2-3 РЛС ВПЦ; одна РЛС ВНЦ; одна РЛС навігаційна; 1- 2 РЛС КЗ; 2 РЛС забезпечення польотів авіації. Всього: 7–9 РЛС;

- на десантно-вертольотних кораблях-доках і десантних транспортах-доках (LPD, LSD) встановлені: одна РЛС ВПЦ; одна РЛС ВНЦ; одна РЛС навігаційна. Всього: 3 РЛС;

- на танко-десантних кораблях і десантних вантажних кораблях (LST, LKA) встановлені: одна РЛС ВНЦ; одна РЛС навігаційна. Всього: 2 РЛС;

- на засобах висаджування десанту встановлена одна РЛС навігаційна.

На десантних кораблях ВМФ РФ встановлені:

- на ВДК: одна РЛС ВПЦ; одна РЛС ВПНЦ; 2 РЛС навігаційних; 2 РЛС КРО; 2 РЛС КВА. Всього: 8 РЛС;

- на СДК: одна РЛС ВПНЦ; одна РЛС ВНЦ; одна РЛС навігаційна; одна РЛС КРО; 1- 2 РЛС КВА. Всього: 5–6 РЛС;

- на МДК: одна РЛС ВНЦ / навігаційна; одна РЛС КРО; одна РЛС КВА. Всього: 3 РЛС;

- на КДВП: одна РЛС ВПНЦ або одна РЛС ВНЦ; одна РЛС КЗ. Всього: 2 РЛС;

- на засобах висаджування десанту встановлена одна РЛС навігаційна;

- на десантних кораблях ВМС інших держав встановлені 1-2 РЛС ВНЦ/ навігаційних в залежності від класу корабля.

На допоміжних суднах ВМС встановлені:

- на плавбазах есмінців та підводних човнів ВМС США: одна РЛС ВПЦ і одна навігаційна РЛС . Всього: 2 РЛС;

- на плавбазах ВМФ РФ: одна РЛС ВПНЦ; 2 навігаційних РЛС; 2 РЛС КЗ. Всього: 5 РЛС;

- на учбових кораблях ВМФ РФ: 1-2 РЛС ВПНЦ; 1-2 РЛС навігаційних; 2-3 РЛС КЗ. Всього: 4 – 7 РЛС;
- на госпітальних суднах: 1- 2 навігаційних РЛС;
- на військових транспортах і танкерах забезпечення: одна РЛС ВНЦ і одна навігаційна РЛС. Всього 2 РЛС;
- на танкерах оперативної бойової підтримки (АОЕ, АОР): одна РЛС ВПЦ і одна РЛС ВНЦ або одна РЛС ВПНЦ і одна навігаційна РЛС; одна РЛС КРО; одна РЛС КВА. Всього: 4 РЛС;
- на спеціальних суднах встановлена одна навігаційна РЛС.

На суднах спеціального призначення встановлені:

- на судах стеження за космічними об'єктами РФ: одна РЛС ВПЦ; 2-3 РЛС навігаційних; 1-3 РЛС КЗ; 3–9 телеметричних систем. Всього: 4–7 РЛС;
- на решті: 1–3 РЛС ВНЦ / навігаційних, в залежності від призначення і тоннажності судна.

На комерційних і промислових суднах встановлені 1–3 РЛС навігаційних, в залежності от тоннажності судна.

Проведений аналіз показує, що кожний клас кораблів ВМС може бути описаний деяким потенційним портретом радіолокаційного поля, виходячи з номенклатури встановлених РЛС. У якості прикладу на рисунку 3.2 наведений потенційний портрет радіолокаційного поля авіаносців ВМС США типу “NIMITZ”, “KITTY HAWK”, на рисунку 3.3 - потенційний радіолокаційний портрет ракетного крейсера ВМС США “TICONDEROGA”.

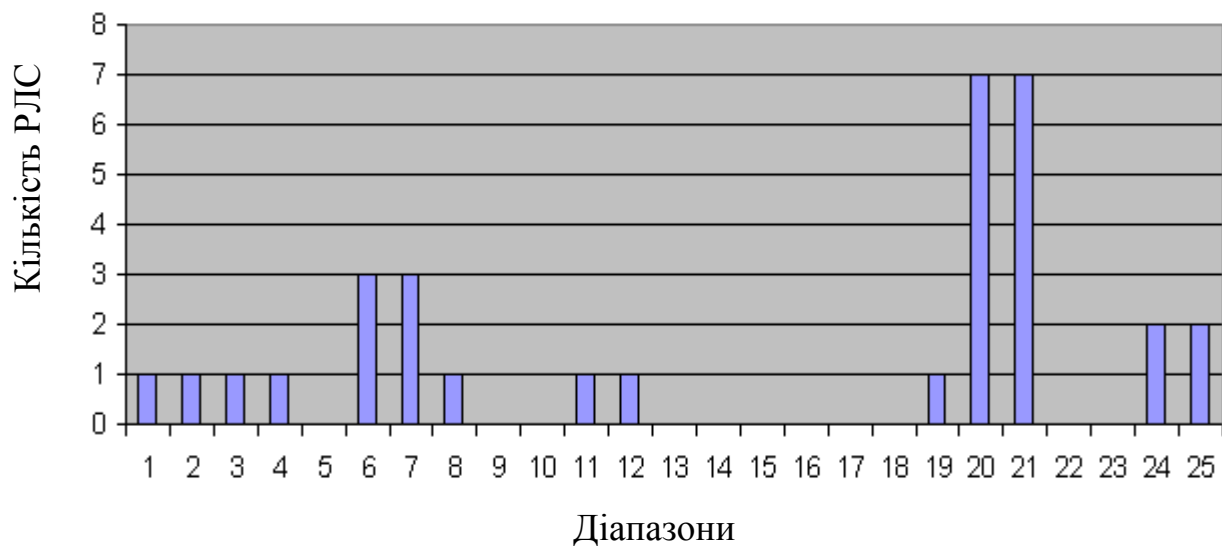


Рисунок 3.2 – Радіолокаційний портрет CVN “Nimitz”, CV “Kitty hawk”

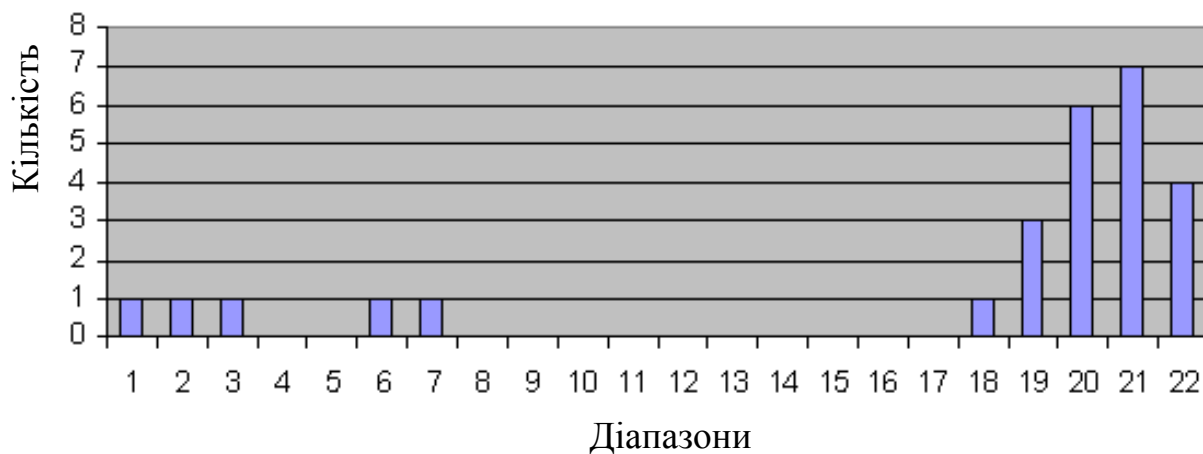


Рисунок 3.3 – Радіолокаційний портрет OG “Ticonderoga”

3.1.1.4 Обґрунтування вихідних даних і алфавітів класів систем радіозв'язку та передачі даних.

Найважливішою додатковою ознакою, а в деяких випадках і визначальною, при розпізнаванні об'єктів і оцінюванні РЕОО, є радіовипромінювання засобів систем радіозв'язку та передачі даних (СРЗ ПД).

СРЗ ПД найбільш розвинених держав являють собою організаційно-технічний комплекс сил і засобів зв'язку, призначений для забезпечення управління збройними силами (ЗС) [78 – 80, 82, 107 – 114]. Він включає в себе системи зв'язку загального

призначення і спеціального призначення більш низького рівня, використовувані для обслуговування від видів ЗС, об'єднань і спеціальних командувань, командувань на ТВД до конкретних підрозділів та об'єктів різного базування. Для ефективного управління та міжвидової взаємодії у ЗС створені і використовуються повітряні, наземні, надводні, повітряно-наземні, повітряно-надводні, надводної-наземні та супутникові СРЗ ПД.

Сучасний етап розвитку СРЗ ПД характеризується використанням сигналів з розширенням спектру, закриттям смислової інформації лінійними шифрами, формалізацією і скороченням тривалості переданих повідомлень. Характерним, наприклад, для системи зв'язку США і НАТО є також уніфікація СРЗ ПД для всіх видів ЗС і скорочення номенклатури використовуваних радіостанцій, автоматизація контролю їх працездатності і гнучка зміна структури системи залежно від обстановки, що складається.

Функціонально СРЗ ПД у військових цілях призначені:

- для забезпечення командного телефонного та персонального рухомого радіозв'язку;
- передачі текстових даних і відеозображень;
- збору та розподілу даних про сили і засоби (своїх і противника);
- віддаленого доступу до інформаційних ресурсів через мережу типу «Тактичний Інтернет»;
- координації авіаційної, наземної і надводної вогневої та радіоелектронної підтримки.

Існує велика різноманітність СРЗ ПД і варіантів їх класифікації [115, 116]: по поколінню систем, діапазонам частот, способам передачі інформації, радіотехнології, застосуванню та ін. З точки зору радіомоніторингу СРЗ ПД доцільно класифікувати за способом передачі і представлення інформації, видам мереж радіозв'язку і частотних діапазонах. Так за способами передачі та подання інформації усі СРЗ ПД можна розділити на аналогові та цифрові.

З метою організації обміну інформацією між багатьма джерелами та одержувачами інформації канали та системи передачі об'єднуються в мережі зв'язку

- системи передачі і розподілу інформації, інакше кажучи, під системою зв'язку в широкому сенсі слід розуміти організовані в єдиний комплекс системи радіозв'язку, передачі і розподілу інформації. У зв'язку з цим за видами мереж СРЗ ПД, що використовуються для ефективного двостороннього, зонової і магістральної взаємодії та управління об'єктами, доцільно виділити [107, 113 – 114]:

- наземні мережі тактичного радіозв'язку та передачі даних типу «Тактичний інтернет» і оперативно-тактичного КХ радіозв'язку та радіорелейного радіозв'язку УКХ діапазону;

- повітряні, надводні, повітряно-наземні, повітряно-надводні, надводно-наземні мережі радіозв'язку управління об'єктами і передачі даних типу LINK, що об'єднують наземні, корабельні та авіаційні радіостанції;

- супутникові мережі тактичного радіозв'язку та передачі даних УКХ діапазону і НВЧ діапазону типу TCDL (Tactical Common Data Link).

За діапазонами частот СРЗ ПД необхідно згрупувати з урахуванням можливостей засобів радіочастотного та радіотехнічного моніторингу (див р. 3.1.2) на діапазони КХ радіозв'язку (від 1 до 30 МГц), УКХ радіозв'язку (від 30 до 3000 МГц) і НВЧ радіозв'язку (від 3 до 18 ГГц).

Радіостанції КХ діапазону (1-30 МГц) використовуються на об'єктах повітряного, наземного і надводного базування для прийому/передачі мови і даних між абонентами на землі і в повітрі, які знаходяться за межами прямої видимості. На озброєнні армій розвинених країн є мобільні і стаціонарні КХ радіостанції з вихідною потужністю від одиниць Вт до одиниць кВт. Загальна кількість можливих частот передачі і прийому може становити до 280000. Зазвичай частоти передачі і прийому (від 4 до 20) програмуються з кроком налаштування в 100 Гц. Для передачі в режимі організації завадозахищеного зв'язку використовуються невисокі швидкості передачі від 0,075 до 16 Кбіт / с.

З точки зору прив'язки засобів радіозв'язку до класифікованих об'єктів повітряного, наземного і надводного базування і використовуваних ними частот в діапазоні УВЧ доцільно виділити наступні піддіапазони:

- УКХ 1 від 30 до 90 МГц;

- УКХ 2 від 110 до 150 МГц до 220 до 450 МГц;
- УКХ 3 від 400 до 510 МГц;
- УКХ 4 від 600 до 960 МГц;
- УКХ 5 від 960 до 1215 МГц;
- УКХ 6 від 1350 до 2700 МГц.

Піддіапазон частот УКХ 1 традиційно використовувався і використовується в військових засобах радіозв'язку наземних об'єктів СВ ЗС більшості країн світу [76, 79, 80, 107]. Піддіапазон частот УКХ 2 традиційно використовується для телефонного радіозв'язку, передачі даних і управління в межах прямої видимості на об'єктах повітряного і надводного базування ВПС, ВМС і морської піхоти (МП) США і НАТО, РФ та інших країн [80, 107, 110]. В піддіапазоні частот УКХ 3 функціонує тактичний супутниковий УКХ радіозв'язок, а в смузі частот від 420 до 450 МГц - система зв'язку і передачі даних текстової та відеоінформації в цифровому форматі EPLRS («Тактичний Інтернет») наземних об'єктів СВ ЗС США [108, 109]. У піддіапазонах частот УКХ 4 працюють радіозасоби систем ближньої навігації, радіорелейних мереж і, що важливо, системи мобільного стільникового зв'язку цивільного призначення (830 - 960 МГц), які використовуються у ЗС деяких країн. Піддіапазон частот УКХ 5 використовується в військових радіостанціях систем зв'язку і передачі даних типу JTIDS і MIDS, в радіостанціях системи МК 12 (AIMS MARK XII) розпізнавання «свій-чужий», а також в авіаційних радіонавігаційних глісадних маяках системи DME/TACAN [107]. І, нарешті, піддіапазон УКХ 6 використовується в даний час в основному радіорелейними мережами зв'язку [112].

Основу апаратної частини цих систем складають мережеві радіостанції і термінали, якими оснащені класифіковані вище об'єкти, і радіовипромінювання яких є додатковою ознакою при їх розпізнаванні і оцінюванні РЕОО. До кінця 80-х рр. в основному була завершена розробка цифрових радіостанцій КХ і УКХ діапазонів нового покоління за програмами SINCGARS, HAVE QUICK і JTIDS (США), JAGUAR і SCIMITAR (Великобританія), TCF-950 (Франція) та розпочато їх серійне виробництво [107]. Основні риси сучасних радіостанцій діапазону КХ (1-30 МГц)

були визначені англійськими підпрограмами JAGUAR H і SCIMITAR H, радіостанцій піддіапазону УКХ 1 (30-88) МГц - американською програмою SINCGARS V, радіостанцій піддіапазону УКХ 2 (225-400 МГц) - програмою HAVE QUICK і, нарешті, радіостанцій діапазону УКХ 5 (960-1215 МГц) - програмою JTIDS. В наступні роки здійснювалося їх повномасштабне виробництво і вдосконалення тактико-технічних характеристик за напрямками підвищення пропускної здатності, завадозахищеності каналів зв'язку та захисту переданої інформації. Підвищені тактико-технічні характеристики радіостанцій КХ і УКХ діапазонів були досягнуті за рахунок мережевої організації обміну інформацією з множинним доступом, переходу на пакетні методи передачі інформації і застосування сигналів з розширенням спектру в основному методом псевдовипадкового перестроювання робочої частоти (ППРЧ).

РС наземних об'єктів СВ діапазону УКХ 1 - основні засоби зв'язку в тактичній ланці [109, 117, 121]. Спільним для всіх радіостанцій діапазону УКХ 1 є фіксована сітка робочих частот з кроком в 25 кГц, приймання і передача в режимах або на 8 попередньо налаштованих частот, або з ППРЧ (6 груп) зі швидкістю близько 100 стрибків/с у смузі частот 5-58 МГц і використання видів роботи: телефонія зі швидкістю передачі 16 кбіт/с і передачі даних зі швидкістю 0,075-16 кбіт/с. У РС даного класу використовуються АМ, ЧМ і ФМ-4 види модуляції переданих повідомлень. На озброєнні армій США і НАТО є великий парк мобільних станцій (AN / VRC-92, -91, -90, -89 та ін.) з потужністю 50-100 Вт, носимих (AN / VRC-88, -87) середньої потужності (5-50 Вт) і малопотужних (0.1-5 Вт) портативних (AN/PRC-148 (V) 2, -119A, F і -126. Дальність зв'язку залежить від класу радіостанції і становить 10-50 км (мобільні), 2-30 км (носимі) і 2-10 км (портативні). Розроблено варіанти РС даного класу типу AN/ARC-201 Airborne для установки на повітряні і надводні платформи з метою обміну даними про обстановку.

Бортові УКХ радіостанції типу HAVE QUICK -1/2 [107, 110, 111, 112] використовуються в тактичній ланці управління всіх видів ЗС. З їх допомогою забезпечується також супутниковий зв'язок в діапазоні 220-400 МГц. Клас носія (стратегічна, тактична й армійська авіація, ДПЛА) визначає тип засобів зв'язку та їх

потужність. УКХ радіозв'язок здійснюється на дальності прямої видимості. На частотах 121,5 та 243 МГц проводиться аварійний зв'язок (черговий прийом). Характерними зразками літакових УКХ радіостанцій, що перебувають на озброєнні, є: AN/ARC-182(V), -186, -187, -210. Багатофункціональна багаторежимна РС AN/ARC-210 містить приймальнопередавальну УВЧ-апаратуру військової супутникової системи зв'язку "Флітсатком" в режимах багатостанційного доступу з часовим розподілом каналів з наданням каналів на вимогу (TDMA/DAMA) і забезпечує телефонний зв'язок і передачу даних зі швидкістю від 1 до 200 кбіт/с. Використовується чотири види модуляції сигналів: ФМ-4, ФМ, ЧМн, ЧМ. Для закриття каналів зв'язку використовуються шифратори типу KIV-7, сертифіковані АНБ США за стандартом "Тайп-1".

В СВЧ діапазоні на даний час функціонують в основному тільки супутникові СРЗ ПД, яскравим представником яких є тактична єдина система передачі даних ВС США TCDL (Tactical Common Data Link). У системі використовуються наступні смуги частот [110, 111]:

- по лінії "вгору" ("Земля - борт") - 15,15-15,35 ГГц (Ку - діапазон), 10,14-10,44 ГГц (Х - діапазон), 5,25-5,85 ГГц (С - діапазон);

- по лінії "вниз" ("борт - Земля") - 14,40-14,83 ГГц (Ку - діапазон), 9,75-9,95 ГГц (Х - діапазон), 4,40-4,95 ГГц (С - діапазон).

Крок сітки частот у всіх смугах дорівнює 1 МГц. По каналах тактичної єдиної системи передачі даних TCDL забезпечується обмін даними зі швидкістю від 2 до 274 Мбіт/с на дальності прямої видимості. Швидкість передачі в каналі по лінії "вгору" в дуплексному режимі (команди управління і телеметрія) становить до 2 Мбіт/с, а по лінії "вниз" (потоківі відео та ін.) - до 274 Мбіт/с.

На основі викладеного та складеного каталогу близько 200 РС різного призначення були згруповані в наступний алфавіт основних класів ($U_m = 10$):

$$C_{mi} = \{C_{m1}, C_{m2}, \dots, C_{m10}\}, \quad (3.10)$$

де:

C_{m1} - РС діапазону КХ;

C_{m2} - РС діапазону УКХ 1 типа SINCGARS;

C_{m3} - релейні радіостанції (PPC) діапазонів УКХ 2, УКХ 4 і УКХ 6 типу NTDR;

C_{m4} - РС зв'язку і передачі даних діапазону УКХ 3 типу EPRLS («Тактичний інтернет»);

C_{m5} - РС радіонавігаційних систем діапазону УКХ 2;

C_{m6} – РС управління повітряним і надводними об'єктами ВПС, ВМФ, армійської авіації СВ діапазону УКХ 2 типу HAVE QUICK 1/2;

C_{m7} – багатофункціональні цифрові системи зв'язку і розподілу даних діапазону УКХ 5 типу JTIDS і MIDS;

C_{m8} - РС і ретранслятори супутникової системи зв'язку діапазону УКХ 3;

C_{m9} – РС передачі даних діапазону СВЧ типу TCDL (Tactical Common Data Link);

C_{m10} – базові РС мобільного стільникового зв'язку.

При цьому РС зазначених класів можуть розміщуватися на об'єктах як всіх класів базування і тоді $m = (a, g, w)$, так на окремих - $m = a \vee g \vee w$.

У обширній літературі [76, 79, 80. 117 - 121] є довідкові дані по конкретним типам РС зазначених класів, їх характеристикам і параметрам, а також з розміщення їх на відповідних класифікованих об'єктах.

3.1.2 Обґрунтування вихідних даних зі складу, дислокації, типів та технічних характеристик активних (радіолокаційних) і пасивних (радіо та радіотехнічних) засобів спостереження за рухомими об'єктами

3.1.2.1 Обґрунтування структури активно-пасивної системи моніторингу радіоелектронно-об'єктової обстановки.

Під радіоелектронно-об'єктовою обстановкою (РЕОО) розуміється сукупність стаціонарних та рухомих об'єктів повітряного, наземного і морського базування і

радіовипромінювань РЕЗ, що знаходяться на цих об'єктах, у певній просторово-частотно-часовій області. Для спостереження за динамічною РЕОО структура активно-пасивної системи моніторингу (АПСМ) РЕОО повинна включати :

- склад активних і пасивних засобів радіомоніторингу;
- способи дислокації засобів радіомоніторингу;
- класи (типи) активних і пасивних засобів радіомоніторингу;
- функціональні та технічні характеристики;
- параметри, що визначаються, і точності їх вимірювання.

Для оцінювання об'єктової обстановки необхідно визначати місце розташування стаціонарних об'єктів і траєкторії рухомих об'єктів. Джерелами інформації про місцезнаходження об'єктів є активні радіолокаційні засоби моніторингу заданого простору (зони), що забезпечують виявлення, вимір координат і траєкторний супровід об'єктів по параметрах відбитих сигналів.

Ознаками об'єктів та радіоелектронної обстановки в цілому є параметри радіовипромінювань РЕЗ радіолокації, радіонавігації і радіозв'язку, що встановлюються на об'єктах. В якості джерел інформації про параметри випромінювань і режими роботи РЕЗ використовуються пасивні засоби радіомоніторингу, що працюють в різних діапазонах частот і забезпечують виявлення випромінювань РЕЗ і вимірювання їх частотно - часових параметрів, розпізнавання РЕЗ, режимів їх роботи і класів об'єктів, а також, по можливості, вимірювання їх координат.

Проведена вище класифікація РЕЗ об'єктів повітряного, наземного і надводного базування і аналіз параметрів їх сигналів показали, що радіомоніторинг радіовипромінювань повинен вестися в КХ діапазоні (1-30) МГц, УКХ діапазоні (30-3000) МГц і радіотехнічному діапазоні (0,9-18) ГГц. Отже, до складу інтегрованої АПСМ РЕОО в регіоні повинні входити:

- радіолокаційні засоби моніторингу об'єктової обстановки;
- засоби радіомоніторингу радіотехнічного діапазону;
- засоби радіомоніторингу УКХ діапазону;
- засоби радіомоніторингу КХ діапазону.

У загальному випадку при розробці імітаційно-математичної моделі АПСМ динамічної РЕОО можливі два способи її територіального розміщення (дислокації).

По першому способі необхідні засоби активно-пасивної системи моніторингу РЕОО розміщуються на одній повітряній або надводній платформі. Координати засобів радіомоніторингу всіх видів збігаються. При цьому необхідно передбачити можливість в інтерактивному режимі роботи моделі змінювати координати відповідної платформи або задавати траєкторію її руху.

За другим способом засоби радіомоніторингу розміщуються на території заданого регіону. Кількість кожного виду засобів та їх місце розташування визначаються виходячи з максимального охоплення зонами спостереження засобів радіолокації об'єктової обстановки і зонами електромагнітної досяжності (ЕМД) засобів радіо та радіотехнічного моніторингу радіовипромінювань РЕЗ. Розміри і конфігурація зазначених зон залежать від технічних характеристик засобів радіолокаційного, радіо і радіотехнічного моніторингу, характеристик вторинного випромінювання об'єктів радіомоніторингу та радіовипромінювань їх РЕЗ, умов поширення радіохвиль, рельєфу і характеру місцевості. З цією метою для імітаційно-математичного моделювання активно-пасивних систем радіомоніторингу РЕОО повинні бути розроблені методики і алгоритми розрахунку зазначених зон для оптимізації їх топології і функціонального складу. При цьому також повинна бути передбачена можливість в інтерактивному режимі міняти розташування, кількісний і якісний склад засобів радіомоніторингу.

З урахуванням ресурсних і технічних можливостей в Україні за основу був прийнятий другий спосіб.

Для ефективного оцінювання складної РЕОО, що включає об'єкти різних видів базування, класів, застосування та радіовипромінювання їх РЕЗ також різного призначення, характеристик і параметрів використовуваних сигналів, режимів роботи і видів передач, необхідно визначити відповідні класи засобів радіолокаційного, радіо і радіотехнічного моніторингу. При цьому радіолокаційні засоби повинні забезпечувати виявлення повітряних, наземних і надводних об'єктів,

визначення їх координат в полярній або декартовій системі координат, вимірювати параметри траєкторій рухомих об'єктів і видавати відповідну ознакову інформацію. Одночасно засоби радіо і радіотехнічного моніторингу повинні здійснювати виявлення радіовипромінювань РЕЗ відповідних об'єктів, вимірювати їх частотно-часові параметри (див. р. 3.1.4), розпізнавати типи РЕЗ та режими їх роботи, а також визначати їх кутові координати (азимут - β , кут місця - ε) або, по-можливості, місце розташування. Спільну обробку кінцевої координатної і сигнальної інформації необхідно реалізовувати в центрі управління та обробки (ЦУО) активно-пасивної системи моніторингу РЕОО.

На підставі викладених міркувань і аналізу доступної літератури по закордонним і вітчизняним джерелам [76, 77, 79, 80, 123 - 125] був визначений наступний склад класів наземних засобів радіомоніторингу для імітаційно-математичної моделі АПСМ:

$$\mathbf{Q}_r = \{Q_1, Q_2, \dots, Q_9\}, \quad (3.11)$$

де:

Q_1 - радіопеленгаторні і радіоприймальні засоби радіомоніторингу КХ діапазону (СР КВ);

Q_2 - пеленгаторні мережі КХ діапазону (ПМ КХ);

Q_3 - радіопеленгаторні і радіоприймальні засоби радіомоніторингу УКХ діапазону;

Q_4 - пеленгаторних мережі УКХ діапазону (ПМ УКХ);

Q_5 - однопозиційні засоби радіотехнічного моніторингу (ОПЗ РТМ);

Q_6 - багатопозиційні засоби радіотехнічного моніторингу (БПЗ РТМ);

Q_7 - РЛС радіомоніторингу повітряних об'єктів (РЛС РПО);

Q_8 - РЛС радіомоніторингу наземних рухомих об'єктів (РЛС РНРО);

Q_9 - РЛС радіомоніторингу надводних об'єктів (РЛС РНО);

g - ознака наземного базування.

РЛС РПО,-РНРО,-РНО є аналогами РЛС в алфавіту класів (3.7) відповідно ВПЦ, -ВМВЦ, -РНРЦ.

Для використання в імітаційно-математичної моделі активно-пасивних систем спостереження за РЕОО за матеріалами відкритої преси було проведено аналіз сучасних засобів моніторингу радіо, радіотехнічного та радіолокаційного типів, що випускаються в США, Німеччині, Франції, Російській Федерації, Чехії та Україні [75-77]. Перевага була віддана засобам вітчизняного виробництва та наявним в Україні. Далі наводяться тактико-технічні характеристики (ТТХ) типових засобів радіомоніторингу зазначених класів.

3.1.2.2 ТТХ типового радіопеленгатора КХ діапазону частот.

Радіопеленгатори КХ діапазону частот призначені для визначення напрямку на джерела радіовипромінювання, що працюють в діапазоні частот 1,5-30 МГц, на відстані до 500 км і більше, і забезпечують вимір азимута і кута місця приходу радіохвилі сигналу. Типові технічні характеристики радіопеленгатора КХ діапазону надані в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 - Типові технічні характеристики радіопеленгатора КХ діапазону

Діапазон робочих частот	1.5–30 МГц
Поляризація	вертикальна
Методи пеленгування	Кореляційний інтерферометр, Діаграмний (амплітудний і сума-різницевий)
Помилка виміру пеленга θ в межах $0^\circ \dots 360^\circ$ (RMS)	1°
Помилка виміру кута місця α в межах $0^\circ \dots 80^\circ$ (RMS)	3°
Чутливість (залежно від частоти)	0,5 - 2 мкВ/м
Просторова вибірковість сигналів станцій, що заважають	15...20 дБ
Частотне розрізнення пеленгованих сигналів	10/20/40 Гц
Мінімальна тривалість пеленгованого сигналу	5 мс
Динамічний діапазон пеленгованого сигналів	не менше 120 дБ
Смуга пропускання частот (регулюється за кроком 1 Гц)	0,03...8,0 кГц
Точність часової прив'язки відліку пеленга	± 10 мс
Безперервна реєстрація сигналів по 9-ти каналах, витрата ємності жорсткого диска	570 Мб/ч
Пропускна здатність	2...5 ДРВ/хв
Дистанційне керування	магістральний канал зв'язку

Використання різних методів пеленгування (амплітудного, сумарно-різницевого, кореляційно-інтерферометричного), а також комбінованих способів знімання даних (автоматичний, візуальний, слуховий) забезпечують достовірність отримання пеленгувальної інформації про джерело.

3.1.2.3 ТТХ типового радіоприймального пристрою КХ діапазону частот.

Радіоприймальні пристрої КХ діапазону частот призначені для експлуатації в складі радіоцентрів або автономно і служать для прийому і демодуляції широкого класу сигналів від зовнішньої антенної системи в діапазоні частот 1,5 - 30 МГц (0,01 - 30 МГц). Типові технічні характеристики радіоприймальних пристроїв КХ діапазону частот наведені в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Типові технічні характеристики радіоприймальних пристроїв КХ діапазону частот

Діапазон робочих частот (Frequency range)	1,5 - 30 МГц
Антенні входи: Вхід 1 Вхід 2	$Z_{ВХ}=75 \text{ Ом}, (50 \text{ Ом})$ $Z_{ВХ}= 5...500 \text{ Ом}$
КСХН антенних входів	не більше 2,0
Чутливість (Sensitivity) при SNR = 10 дБ, BW = 3 кГц	0,3 мкВ
Односигнальний динамічний діапазон	> 120 дБ
Динамічний діапазон по інтермодуляції 3-го порядку: в середині смуги частот радіотракту поза смугою частот радіотракту	> 80 дБ > 90 дБ
Смуга пропускання частот радіотракту (Real time BW)	15 кГц
Смуга пропускання частот фільтра обробки сигналів (встановлюється з кроком 1 Гц)	0,1... 8 кГц
Прямокутність амплітудно-частотної характеристики ФОС	1,1 ... 1,5
Вибірковість по сусідньому каналу	> 80 дБ
Регулювання ослаблення вхідного атенюатора	0..24 дБ, крок 6 дБ
Глибина регулювання АРП	100 дБ
Постійні часу АРП: «Заряду» «Розряду»	5..100 мс 0,1/0,5/1/3/10 с
Розрядність ADC цифрових тракту	14 bit
Придушення побічних каналів прийому	> 90 дБ

Відносна нестабільність частоти	$0,1 \cdot 10^{-7}$
Час перестроювання синтезатора частоти приймача	1 мс
Крок перестроювання по частоті	1 Гц
Спектральна щільність шумів гетеродина (при відстроюванні 1 кГц)	110дБ/Гц
Рівень випромінювання гетеродина на антенному вході	не більше 10 мкВ
Оцінка якості рівня виявленого сигналу	в дБмкВ
Максимальна помилка калібрування приймального тракту	± 0.5 дБ
Демодуляція сигналів	AM,ASK,FSK2, CW, PSK2,USB,LSB,ISB
Регулювання частоти тонального гетеродина (BFO)	± 3 кГц, крок 10 Гц
Регулювання гучності НЧ-сигналу	0..30 дБ, крок 1 дБ
Параметри виходів – НЧ-вихід для підключення головних телефонів – НЧ-вихід для підключення гучномовця – ТЛГ-вихід 1 – ТЛГ-вихід 2 – ПЧ-вихід	50 Ом, 1В 2 Вт 4 Ом, 3 В рівень ТТЛ ± 20 В 10...500 кГц, 200 мВ
Дистанційне керування (Remote)	LAN Ethernet
Частота дискретизації частоти вихідних I / Q-відліків	11,025 кГц

3.1.2.4 ТТХ типової станції радіомоніторингу УКХ діапазону частот

Станція радіомоніторингу УКХ - діапазону забезпечує оперативний контроль за роботою радіоелектронних засобів в діапазоні частот 30-3000 МГц. Може визначати пеленг на джерело випромінювання і управляти пеленгаторною мережею з метою визначення місця розташування виявлених джерел. Типові ТТХ станції радіомоніторингу УКХ діапазону надані в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 - Типові ТТХ станції радіомоніторингу УКХ діапазону частот

Діапазон робочих частот	30 - 3000 МГц
Чутливість (залежить від частоти):	3 – 30 мкВ/м
Порогова чутливість радіотракту виявлення сигналів (SNR = 10 дБ)	не гірше 0,5 мкВ
Швидкість сканування, включаючи обробку виявлених частот (макс.)	100 МГц/с
Інструментальна помилка визначення частоти (в режимі виявлення)	±2,5 кГц
Динамічний діапазон виявляємих сигналів	більше 100 дБ
Динамічний діапазон по інтермодуляції	більше 60 дБ
Динамічний діапазон по дзеркальному каналу прийому	більше 65 дБ
Алфавіт видів модуляцій	AM,ASK,FM,FSK,PSK2, PSK4,PSK8,QAM,N0N
Точність вимірювання частоти (в режимі спектралізатора)	$\pm 0,6 \cdot 10^{-6}$ ($\pm 1,0 \cdot 10^{-7}$ із зовнішнім ОГ)
Смуга аналізу частот	5..2000 кГц
Дискретність вимірювання параметрів сигналів: спектральних амплітудних	0,03 – 2,5 кГц 1 дБ
Точність вимірювання параметрів модуляції: швидкості маніпуляції індексу АМ девіації ЧМ	3..5 % 3 % 5 %
Витрата пам'яті жорсткого диска РС в режимі запису ПЧ / НЧ-сигналів	10 - 200 Мб/год
Тривалість попереднього запису сигналу в буфер пам'яті	8,0 с
Управління пеленгаторних мережею: мобільними пеленгаторами стаціонарними пеленгаторами	радіоканал (V=1200 bps) радіоканал (V=4800 bps)
Формат файлів цифрової карти	bmp-формат

3.1.2.5 ТТХ типового радіоприймального пристрою УКХ діапазону частот

Технічні характеристики типового радіоприймального пристрою УКХ діапазону частот надані в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4 - Технічні характеристики типового радіоприймального пристрою УКХ діапазону частот

Діапазон робочих частот, МГц	30-1000
Чутливість, мкВ	0,5
Смуга аналізу частот, кГц	5...2000
Відносна добова нестабільність частоти	$5 \cdot 10^{-8}$
Рівень взаємної модуляції	60-70
Дискретність перестроювання, кГц	1; 2,5; 10; 25
Час настроювання	3 мс (25 кГц); 50 мс (1 кГц)
Динамічний діапазон приймаємих сигналів	100

Функції:

- автоматичний пошук випромінювань;
- автоматичний контроль до 100 каналів прийому;
- збереження інформації при виключенні живлення;
- спільна робота з апаратурою демодулювання та реєстрації;
- автоматичне вимірювання рівня вхідного сигналу;
- мікропроцесорне управління;
- цифрова та звукова індикація;
- самотестування.

3.1.2.6 ТТХ однопозиційного засобу радіотехнічного моніторингу

ТТХ однопозиційного засобу радіотехнічного моніторингу наведені в таблиці

3.5.

Таблиця 3.5 – ТТХ однопозиційного засобу радіотехнічного моніторингу

Найменування ТТХ	Значення
Діапазон роботи, МГц: в режимі “Земля” в режимі “Повітря”	915-11000 915-18000
Кількість піддіапазонів	5
Кількість каналів в діапазоні	21(по 500 МГц)
Чутливість не гірше, дБ: в режимі “Земля” в режимі “Повітря”	-110 -90
Динамічний діапазон не менше, дБ	I и II піддіапазони – 80

		III, IV ,V піддіапазони – 60	
Реальна чутливість, дБ		-90...-110	
Ширина діаграми: по наземним об'єктам по повітряним об'єктам		1.5 ⁰ - 8 ⁰ 8 ⁰ - 50 ⁰	
Швидкість обертання антени, об/хв		0,07-0,5	
Помилка пеленгування: по наземним об'єктам по повітряним об'єктам		20'-40' 2 ⁰ -3 ⁰	
Середній час спостереження однієї не більше, хв		3	
Час розгортання (згортання) станції, хв		45	
Динамічний діапазон приймальних пристроїв (руч. рег.)	піддіапазон I, II – не менше 80 Дб;	піддіапазон III, IV, V – не менше 60 Дб	
Межі і точності вимірювання частотно-часових параметрів	несівної частоти в діапазоні 915-11000 МГц з дискретністю 1 МГц з СКВ не більше 0,4 МГц		
	несівної частоти в діапазоні 15000-18000 МГц з СКВ не більше 4,8 МГц		
	періоду проходження імпульсів від 100 до 20000 мкс з СКВ не більше 0,1 мкс		
	періоду проходження імпульсів від от 20000 до 99999 мкс з СКВ не більше 0,2 мкс		
	тривалості імпульсів від 0,5 до 99,0 мкс з СКВ 0,1 мкс		
	тривалості імпульсів від 99.0 до 999.0 мкс одиночні вимірювання з дискретністю 0,1 мкс		
	періоду проходження серій від 0,1 до 99,0 з дискретністю 1 мкс з можливістю усереднення по десяти періодам проходження серій		
	відліку поточного часу в межах доби і його реєстрація з дискретністю 1 с		
	відліку поточного положення осі антени з дискретністю 0,20 ⁰		
	межі обертання АФС ±300 ⁰ від вихідного положення		
СКВ пеленгування	Піддіапазон	Режим "ЗЕМЛЯ"	Режим "ПОВІТРЯ"
	I	40'	3 ⁰
	II	40'	3 ⁰
	III	от 20 до 30'	-
	IV	20'	2 ⁰
	V	-	2 ⁰

3.1.2.7 ТТХ однопозиційного засобу радіотехнічного моніторингу

ТТХ однопозиційного засобу радіотехнічного моніторингу наведені в таблиці 3.6.

Таблиця 3.6 – ТТХ однопозиційного засобу радіотехнічного моніторингу

Діапазон робочих частот, ГГц	0,4...1,5; 1...18
Смуга миттєвого прийому, МГц	500
Точність вимірювання несівної частоти, МГц	1,0
Еквівалентна чутливість, дБ/Вт: канал виявлення і аналізу канал пеленгування	145 140
Зона огляду, град.: по азимуту по куту місця	0...360 0...15
Мінімальний період огляду, с	2
Точність вимірювання кутових координат, град. по азимуту: в діапазоні частот 0,4...1,5 ГГц в діапазоні частот 1...18 ГГц по куту місця	2 1 1,5
Види сигналів, що аналізуються – усі види випромінювань бортових РЕЗ: імпульсні, безперервні і квазібезперервні; прості, складні і багаточастотні; з перестроюванням несівної частоти від імпл. до імпл.; з внутрішньоімпульсною мод. несівної частоти; з вобуляцією періоду проходження; кодовані по періоду проходження	
Кількість цілей в каталозі розпізнавання	1024
Число цілей, що супроводжуються одночасно (за кутовими координатами)	300
Кількість класів цілей, що розпізнаються	10
Кількість цілей, інформація про які може видаватися на сполучені засоби	30
Межі виявлення цілей при висоті польоту 10000 м, км	450
Пропускна здатність, ц/с	15–50

3.1.2.8 ТТХ типового трипозиційного різницево-далекомірного комплексу радіотехнічного моніторингу

Даний засіб призначений для спостереження за 30 повітряними об'єктами, випромінюванням бортових імпульсних РЛС і їх наочного відображення.

Основні технічні характеристики типового трипозиційного різницево-далекомірного комплексу радіотехнічного моніторингу наведені в таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Основні технічні характеристики типового трипозиційного різницево-далекомірного комплексу радіотехнічного моніторингу

Діапазон спостережуваних частот, МГц	850-18000
Зона контролю	200х400 км
Зона виявлення	круговий сектор з центральним кутом 100 ° і радіусом 450 км
Точність визначення місцеположення цілі	не перевищує ± 2 км по дальності і $\pm 0,2$ км по бічним відхиленням для РЛС і ± 8 км і $\pm 0,8$ км відповідно для РЛС типу «Такан»
Час запізнювання інформації про цілі	45 с
Кількість одночасно супроводжуваних цілей	30

Засіб складається з автоматизованих станцій радіотехнічного спостереження та апаратури наочного відображення інформації.

До складу засобу входять 3 поста: центральний і два бічних.

Пости радіотехнічного спостереження забезпечують:

- точність вимірювання несівної частоти $\pm 1\%$;
- вимірювання часових параметрів сигналів:
 - тривалості імпульсів в межах 0,2 ... 1 мкс з точністю $\pm 0,15$ мкс і в межах 1 ... 10 мкс з точністю $\pm 0,8$ мкс;
 - періоду проходження імпульсів в діапазонах 0,1 ... 10 мс з точністю $\pm 0,2$ мкс;
 - період обертання (сканування) антени в діапазоні 1,0 ... 10 с з точністю $\pm 0,3$ с;
- розпізнавання типу РЛС і режиму її роботи;

- чутливість приймальних пристроїв - (98 ... 101) дБ / Вт;
- динамічний діапазон - 60 дБ;
- СКВ вимірювання часу приходу імпульсного сигналу ≈ 60 нс.

3.1.2.9 ТТХ типового трикоординатного засобу радіолокаційного моніторингу

ТТХ типового трикоординатного засобу радіолокаційного моніторингу наведені в таблиці 3.8.

Таблиця 3.8 – ТТХ типового трикоординатного засобу радіолокаційного моніторингу

Найменування характеристики	Значення
Діапазон хвиль	сантиметровий
Помилки визначення координат (на відстані до 70 км): по дальності, м по азимуту, град. по висоті (при H_c до 6000м), м	250 20' 400
Роздільна здатність (по цілі типу МіГ-21 на відстані до 70 км): по дальності, м по азимуту, град. по куту місця, град.	300 4 3
Дальність виявлення цілей на різних висотах, км: 100 м 1000 м 8000 м 20000 м	45 120 145 100
Швидкість обертання антени, об/хв	6; 12
Коефіцієнт придушення пасивної завади, дБ	50
Коефіцієнт придушення активної перешкоди, дБ	23

3.1.2.10 ТТХ типового двокоординатного засобу радіолокаційного моніторингу

ТТХ типового двокоординатного засобу радіолокаційного моніторингу наведені в таблиці 3.9.

Таблиця 3.9 – ТТХ типового двокоординатного засобу радіолокаційного моніторингу

Найменування характеристики	Значення
Діапазон хвиль	метровий
Випромінювана потужність, кВт	180
Коефіцієнт підсилення антени	160...180
Коефіцієнт шуму приймального пристрою, дБ	не більше 6
Смуга пропускання ППЧ за рівнем –3 дБ, кГц	24
Роздільна здатність по дальності, м по азимуту, град.	1000 3
Дальність виявлення цілей на різних висотах (при висоті підйому антени 10,35 м) км:	
100 м	30
500 м	60
1000 м	80
10000 м	250
20000 м	270
Швидкість обертання антени, об/хв	6; 12

ТТХ наведених і аналогічних засобів радіо, радіотехнічного і радіолокаційного моніторингу повинні зберігатись для розрахункового використання в еталонній базі даних активно-пасивної системи моніторингу РЕОО. Для оперативного внесення даних по засобам радіомоніторингу і їх корегування необхідна розробка відповідного редактора.

3.1.3 Розробка методики розрахунку зон ЕМД засобів радіочастотного моніторингу із заданими характеристиками їх антенно-фідерних систем і приймальних трактів на основі рекомендацій МСЕ з розповсюдження радіохвиль

В процесі функціонування засоби радіо і радіотехнічного моніторингу (ЗРМ і ЗРТМ) виконують операції з:

- виявлення радіовипромінювань;
- вимірювання їх основних і додаткових параметрів;
- пеленгування їх джерел.

Для виконання кожної з перелічених операцій з показниками якості не гірше заданих, на вході повинно забезпечуватися співвідношення сигнал/шум не менш заданого значення для кожної з операцій.

Співвідношення сигнал/шум на вході радіоприймача засобу радіомоніторингу (ЗРМ) або засобу радіотехнічного моніторингу (ЗРТМ) визначається рівнем особистих шумів радіоприймачів і потужністю сигналу РЕЗ на їх вході приймача. Будемо вважати, що РЕЗ є радіодоступним для виконання вказаних операцій по його контролю заданим засобом РМ або РТМ, якщо потужність сигналу від цього РЕЗ на вході його радіоприймача забезпечує необхідне для виконання вказаних операцій відношення сигнал/шум.

Потужність сигналу на вході радіоприймача залежить від:

- потужності передавача;
- робочої частоти передавача;
- параметрів антенно-фідерного тракту РЕЗ;
- середовища розповсюдження радіохвиль;
- параметрів антенно-фідерного тракту засобу моніторингу.

Під зоною радіодоступності будемо розуміти сукупність точок простору, з яких деякий еталонний РЕЗ (із заданими параметрами випромінювання), забезпечує на вході радіоприймача, для якого визначається зона радіодоступності, рівень сигналу необхідний для:

- виявлення радіовипромінювання;
- вимірювання основних технічних параметрів радіовипромінювання;
- пеленгування джерела радіовипромінювання.

З наведеного визначення зони радіодоступності випливає наступний методичний підхід [138] до її побудови (рисунок 3.4):

Для визначення зони радіодоступності необхідно виконати наступні дії:

- 1) задати параметри випромінювання еталонного РЕЗ;
- 2) визначити територію, в межах якої необхідно зробити оцінку зони радіодоступності заданого засобу РМ або РТМ;

3) відповідно до прийнятого рішення про спосіб представлення зони радіодоступності для зберігання в пам'яті ЕОМ визначена у п. 2 територія розбивається на «елементарні» майданчики, розміри яких визначаються вимогами до точності оцінки зони радіодоступності;

4) для кожного «елементарного» майданчика приймається рішення про його приналежність до зони радіодоступності.

Для прийняття рішення проводиться розрахунок рівня сигналу еталонного РЕЗ, розміщеного на заданому «елементарному» майданчику, на вході приймача засобу РМ або РТМ. Якщо розрахунковий рівень сигналу перевищує рівень сигналу необхідний для виявлення (вимірювання основних і/або додаткових параметрів, пеленгування) радіовипромінювання, то приймається рішення про належність цього «елементарного» майданчика до зони радіодоступності засобу РМ або РТМ.

5) сукупність «елементарних» майданчиків, за якими прийнято рішення про їх належність об'єднується в зону радіодоступності заданого засобу РМ або РТМ.

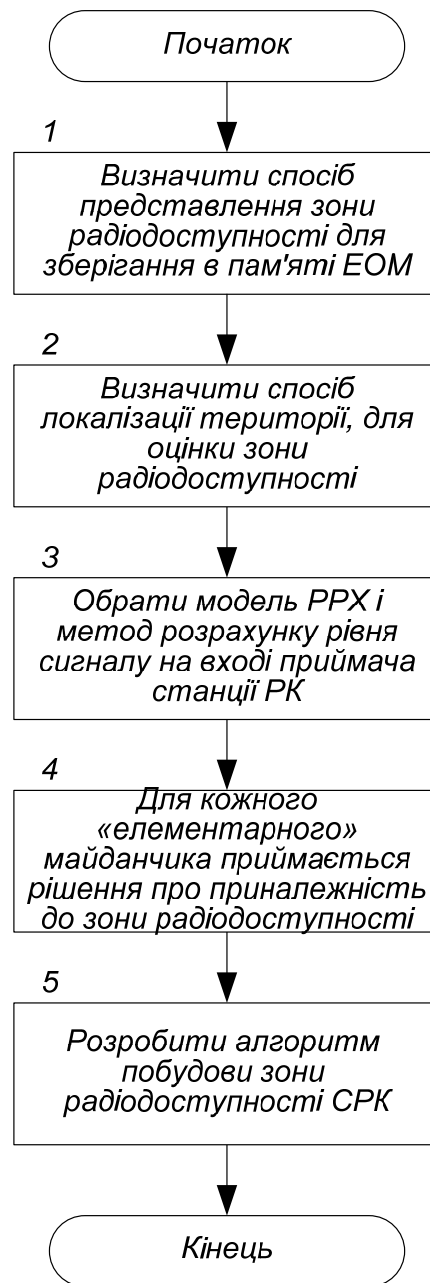


Рисунок 3.4 – Узагальнена методика побудови зони радіодоступності

З наведеної методики слідує, що для її реалізації необхідно:

- а) визначити спосіб представлення зони радіодоступності для зберігання в пам'яті EOM;
- б) визначити спосіб локалізації території, в межах якої необхідно проводити оцінку зони радіодоступності;
- в) вибрати модель розповсюдження радіохвиль і метод розрахунку рівня сигналу на вході радіоприймача засобу РМ або РТМ;

г) розробити алгоритм розрахунку рівня сигналу від заданого РЕЗ на вході радіоприймача заданого засобу РМ або РТМ з урахуванням рельєфу місцевості, взаємного розміщення РЕЗ та засобу моніторингу відповідно до обраного методу;

д) відповідно до обраного способу представлення зони радіодоступності для зберігання в пам'яті ЕОМ розробити алгоритм побудови зони радіодоступності засобів РМ і РТМ.

Алгоритм побудови зони радіодоступності в значній мірі визначається способом її представлення в пам'яті ЕОМ. Розглянемо три базові варіанти представлення зони радіодоступності в пам'яті ЕОМ.

Визначається прямокутна ділянка території, в межах якої необхідно зробити оцінку зони радіодоступності заданого засобу РМ або РТМ. Ця ділянка розбивається по довготі на N , а по широті – на M рівних частин. Чим більше M і N , тим вище точність оцінювання зони радіодоступності. Кожний з отриманих прямокутних «елементарних» майданчиків нумерується по довготі і широті. У розрахунках вважають, що еталонний радіоелектронний засіб на «елементарному» майданчику з номерами $[n, m]$ ($n=0, 1, \dots, N-1$; $m=0, 1, \dots, M-1$) розміщується в точці з координатами:

$$X_n = X_0 + 0,5 \cdot \Delta X + n \cdot \Delta X, \text{ градуси}, \quad (3.12)$$

$$Y_m = Y_0 + 0,5 \cdot \Delta Y + m \cdot \Delta Y, \text{ градуси}, \quad (3.13)$$

де X_0, Y_0 – мінімальні довгота і широта локалізованої області;

$$\Delta X = X_1 - X_0;$$

$$\Delta Y = Y_1 - Y_0;$$

X_1, Y_1 – максимальні довгота і широта локалізованої області.

Результати розрахунків узагальнюються на весь «елементарний» майданчик.

Такий підхід передбачає, що для зберігання результатів розрахунків в пам'яті ЕОМ формується масив структур розмірності N на M . Під структурою розуміють тип даних, що створюється розробником, і містить декілька полів стандартних типів.

Структури - елементи масиву містять такі поля:

- X_n , Y_m – координати центру «елементарного» майданчика;
- розраховану потужність сигналу на вході приймача засобу моніторингу від еталонного РЕЗ, розташованого в точці з координатами: X_n , Y_m ;
- логічне поле, що відображає рішення про належність цього «елементарного» майданчика до зони радіодоступності.

Сукупність «елементарних» майданчиків, у яких встановлено ознаку приналежності, складає зону радіодоступності і відображається на картографічному фоні, наприклад, іншим кольором (рисунок 3.5). Викладений спосіб представлення результатів розрахунків в пам'яті ЕОМ далі будемо називати «варіантом 1».

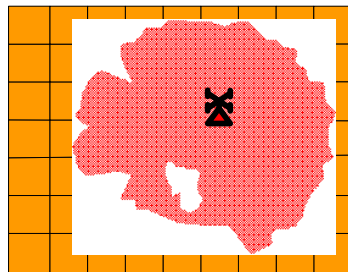


Рисунок 3.5 – Побудова зони радіодоступності у випадку, коли результат розрахунків зберігаються у пам'яті ЕОМ у вигляді, передбаченому варіантом 1

Другий базовий спосіб представлення зони радіодоступності для зберігання в пам'яті ЕОМ полягає в тому, що ділянка території, в межах якої необхідно виконати оцінку зони радіодоступності, локалізується у вигляді кола з центром в точці стояння станції РК (координати X_0 , Y_0) і радіусом $d_{\max}$. Локалізована територія розбивається на N секторів зазначеного кола по азимуту і M кілець по дальності. Кожному з секторів по азимуту і кілець по дальності присвоюється цілочисельний номер. Секторам від 0 до $N-1$. Кільцям – від 0 до $M-1$. У якості «елементарних» майданчиків, за якими буде прийматися рішення про їх належність до зони радіодоступності, розглядають сектори кола або сектори кільця. Розміри «елементарного» сектора визначаються кроком по азимуту $\Delta\alpha = \frac{360}{N}$ та кроком по

дальності $\Delta d = \frac{D_{\max}}{M}$. У розрахунках вважають, що еталонний засіб в елементарному секторі з номерами n і m ($n = 0, 1, \dots, N-1$; $m = 0, 1, \dots, M-1$) розміщується в точці з координатами:

$$X_{n,m} = X_0 + (m \cdot \Delta d) \cdot \sin(n \cdot \Delta \alpha), \text{ градуси}, \quad (3.14)$$

$$Y_{n,m} = Y_0 + (m \cdot \Delta d) \cdot \cos(n \cdot \Delta \alpha), \text{ градуси}, \quad (3.15)$$

де X_0, Y_0 – координати точки, в якій знаходиться станція РК.

Результати розрахунків узагальнюються на «елементарний» сектор. При такому способі представлення результатів розрахунків зони радіодоступності в пам'яті ЕОМ формується масив структур розмірності N на M . Структури - елементи масиву містять такі поля: $X_{n,m}, Y_{n,m}$ – координати зовнішньої межі елементарного сектора; розрахункову потужність сигналу на вході приймача станції РК від еталонного РЕЗ, який поміщено в точку з координатами $X_{n,m}, Y_{n,m}$; логічне поле, що відображає рішення про належність цього «елементарного» сектора до зони радіодоступності.

Сукупність «елементарних» секторів, для яких встановлено ознаку приналежності, складає зону радіодоступності і відображається на картографічному фоні, наприклад, іншим кольором (рис. 3.6). Викладений спосіб представлення результатів розрахунків в пам'яті ЕОМ далі будемо називати «варіантом 2».

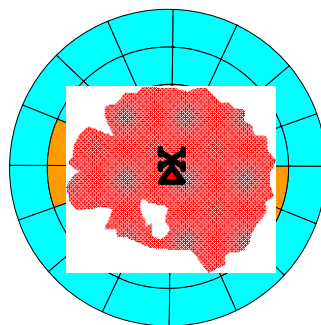


Рисунок 3.6 – Побудова зони радіодоступності у випадку, коли результати розрахунків зберігаються у пам'яті ЕОМ у вигляді, передбаченому варіантом 2

Третій базовий спосіб представлення зони радіодоступності для зберігання в пам'яті ЕОМ полягає в тому, що аналогічно варіанту 2 ділянка території, в межах якої необхідно зробити оцінку зони радіодоступності, локалізується у вигляді кола з центром в точці стояння засобу радіомоніторингу (координати X_0, Y_0) і радіусом $d_{\max}$. Локалізована територія розбивається на N секторів зазначеного кола по азимуту.

Зона радіодоступності в пам'яті ЕОМ представляється у вигляді вектора, що містить структури змінної довжини (рис. 3.7). Номер елемента вектора відповідає азимуту. Структура - елемент вектора містить наступні поля: координати першої точки (X, Y), ознака того, що в цій точці на цьому азимуті закінчується ділянка, що належить до зони радіодоступності; наступна точка на цьому азимуті, ознака того, що в цій точці на цьому азимуті починається ділянка, що належить до зони радіодоступності; ... і так далі; координати останньої точки на цьому азимуті, ознака того, що в цій точці на цьому азимуті закінчується ділянка, що належить до зони радіодоступності. Останнім елементом структури завжди є точка з ознакою закінчення зони радіодоступності. Структура завжди містить як мінімум одну точку і, якщо це так, то ця точка має ознаку закінчення зони радіодоступності. Точок з ознакою закінчення зони радіодоступності завжди на одну більше, ніж точок з ознакою початку зони радіодоступності. Така структура може бути інтерпретована системою управління базами просторових даних (просторовою СУБД) як об'єкт типу «полігон», а питання відображення зон радіодоступності може бути вирішено засобами відображення шарів електронної карти. Пошук точок початку і кінця зон радіодоступності може бути реалізований різними способами.

Аналіз наведених способів побудови зони радіодоступності показує, що перші два мають істотні недоліки: великий обсяг обчислення (рішення приймається по кожному майданчику окремо); для зберігання результатів розрахунків масив структур повинен містити $N \times M$ елементів, що призводить до необґрунтованих витрат пам'яті.

Третій спосіб дозволяє істотно зменшити кількість обчислень і зменшує обсяг пам'яті, необхідної для зберігання результатів обчислень. Зберігаються не всі

обчислені дані, а лише межі входу - виходу із зони радіодоступності. Цей спосіб і був обраний для практичної реалізації в програмному комплексі.

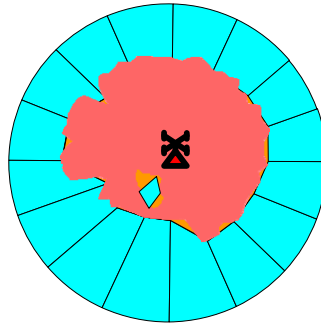


Рисунок 3.7 – Побудова зони радіодоступності у випадку, коли результати розрахунків зберігаються у пам'яті ЕОМ у вигляді, передбаченому варіантом 3

3.1.4 Обґрунтування складу даних і алгоритмів для реалізації в системі інформаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки і інтегрованої активно-пасивної системи спостереження за рухомими об'єктами

Для розробки технології імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні необхідна в першу чергу розробка відповідних сценаріїв її формування. Для цієї мети доцільно використовувати координатні, траєкторні і так звані поведінкові ознаки об'єктів повітряного, наземного і морського базування, до яких відносяться:

- склад угруповання об'єктів, що цікавлять, та їх дислокація (просторовий розподіл з вихідними координатами);
- вид траєкторії і параметри руху кожного рухомого об'єкта на досить тривалому інтервалі часу спостереження;
- кількість, класи і типи РЕЗ, що функціонують на кожному об'єкті;
- час, послідовність включення і тривалість роботи РЕЗ різного типу в процесі функціонування об'єкта;

- поєднання в часі подій змін параметрів руху об'єкта та включення різних режимів випромінювання різнотипних РЕЗ.

Необхідно підкреслити, що виявлення поведінкових ознак спільно з траєкторними вимагає досить тривалого спостереження за об'єктами радіомоніторингу. Однак в певних ситуаціях їх використання може підвищити надійність і достовірність розпізнавання.

Виходячи з викладеного, дані для імітаційно-математичного моделювання сценаріїв об'єктової обстановки були представлені у вигляді множини:

$$IM_{PEOE} = \left\{ \Pi_s, O_m^b \in S, \mathfrak{G}_m^b \in O_m^b, N_m^b, \hat{O}_{mn}^b(x_n, y_n, z_n), \hat{O}_{mn}^b[x(t), y(t), z(t)], \right. \\ \left. R_{mnji} \in J_m \wedge C_{mnuv} \in U_m \wedge \in \mathfrak{G}_m^b, I_{mnj}, V_{mnu}, \vec{\alpha}_{mnji} \wedge \vec{\lambda}_{mnji} \in R_{mnji}, \right. \\ \left. \vec{\gamma}_{mnuv} \wedge \vec{\lambda}_{mnuv} \in C_{mnuv}, t_{mnji}^{изл}, t_{mnuv}^{изл}, t_s^{сц} \right\} \quad (3.16)$$

де:

Π_s – ознака регіону (країни) S , на цифровій карті місцевості (ЦКМ) якого здійснюється моделювання;

O_m^b – класи об'єктів повітряного, наземного і надводного базування в регіоні S ;

$\mathfrak{G}_m^b$ – обрані для моделювання класи об'єктів повітряного, наземного і надводного базування в регіоні;

$b = 1, 2, 3$ – ознака повітряного, наземного і надводного базування об'єктів;

$m = (a, g, w)$ – класи об'єктів повітряного, наземного і надводного базування: $a = (1, 2, \dots, A)$, $g = (1, 2, \dots, G)$, $w = (1, 2, \dots, W)$;

$N_m^b = \sum_{n=1}^{N_m} \mathfrak{G}_{mn}^b$ – кількість об'єктів m -го класу b -го базування;

$\mathfrak{G}_{mn}^b(x_n, y_n, z_n)$ – початкове місце розташування n -го об'єкта m -го класу в декартових або географічних координатах;

$\mathfrak{G}_{mn}^b[x(t), y(t), z(t)]$ – траєкторія руху n -го об'єкта m -го класу;

R_{mnji} – РЛС i -го типу j -го класу, що належить n -ому об'єкту m -го класу, ($j = 1, 2, \dots, J_m$);

$I_{mnj} = \sum_{i=1}^{I_j} R_{mnji}$ – кількість РЛС i -го типу j -го класу, що належить n -ому

об'єкту m -го класу;

C_{mnuv} – РС v -го типу u -го класу, що належить n -ому об'єкту m -го класу, ($u = 1, 2, \dots, U_m$);

$V_{mnu} = \sum_{v=1}^{V_u} C_{mnuv}$ – кількість РС v -типу u -го класу, що належить n -ому об'єкту m -го класу;

$\vec{\alpha}_{mnji}$ – вектор параметрів радіовипромінювання РЛС i -ого типу j -го класу, що належить n -ому об'єкту m -го класу;

$\vec{\gamma}_{mnuv}$ – вектор параметрів радіовипромінювання РС v -ого типу u -го класу, що належить n -ому об'єкту m -го класу;

$\vec{\lambda}_{mnji}$ і $\vec{\lambda}_{mnuv}$ – вектори просторових параметрів відповідно РЛС i -ого типу j -го класу і РС v -ого типу u -го класу, що належать n -ому об'єкту m -го класу;

$t_{mnji}^{изл}$ – часовий режим роботи на випромінювання РЛС i -ого типу j -го класу, що належить n -ому об'єкту m -го класу;

$t_{mnuv}^{изл}$ – часовий режим роботи на випромінювання РС v -ого типу u -го класу, що належить n -ому об'єкту m -го класу;

$t_s^{сч}$ – тривалість сценарію РЕОО.

Можливість імітації радіовипромінювань об'єктів і РЕЗ повітряного, наземного та/або надводного базування в інтересах моделювання РЕОО обумовлена об'єктивно існуючими відмінностями в частотно-часових параметрах випромінюваних сигналів, а також відмінностями в кількості і складі РЕЗ, що розміщуються на території або рухомій платформі. В зв'язку з цим одним з важливих етапів розробки імітаційно-математичної моделі РЕОО є обґрунтування найбільш інформативних єдиних словників сигнальних ознак відповідно для всіх алфавітів класів РЛС і всіх алфавітів класів РЕЗ радіозв'язку.

Складність вирішення цього завдання по РЛС зумовлена:

- великим різноманіттям класів (типів) РЕЗ і об'єктів наземного, морського і повітряного базування, на яких ці РЕЗ встановлюються;
- використанням у сучасних РЕЗ великої кількості різних режимів роботи, а також складних видів випромінювань з швидкою перебудовою всіх або частини параметрів випромінюваних сигналів по детермінованим або випадковим законам;

- недостатністю в доступних для аналізу джерелах інформації і необхідних відомостей про способи застосування, режими роботи і параметри випромінювань РЕЗ, що входять до складу об'єктів наземного, морського і повітряного базування.

Істотні обмеження на вибір словника сигнальних ознак накладає також тривалість (час) можливого радіоконтакту станції радіоконтролю з об'єктом, що випромінює. При обертанні антени навкруги (або скануванні в секторі) цей час не перевищує часу перебування об'єкта в промені діаграми спрямованості антени станції контролю.

Сигнали РЛС, що працюють в режимі секторного або кругового огляду, будуть мати вигляд серій імпульсів, наведених на рис. 3.8-3.10, промодульованих за амплітудою відповідно до форми ДСА і надходячих з періодом, рівним періоду обертання антени. Часові інтервали між парами серій відповідають періоду гойдання ДСА, а проміжки між серіями будуть визначатися кутовим положенням СРМ в секторі сканування РЛС. Тривалість серій і кількість імпульсів в них будуть визначатися шириною ДСА, а також напрямком і швидкістю обертання (сканування) антен РЛС і станції контролю.

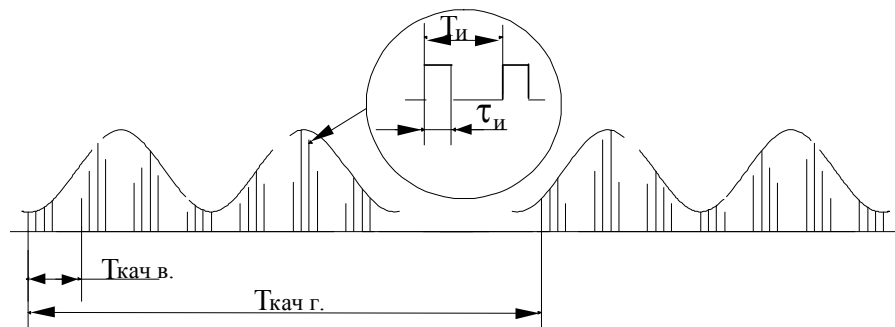


Рисунок 3.8 – Структура сигналу РЛС визначення висоти у режимі пошуку при секторному огляді простору в горизонтальній площині

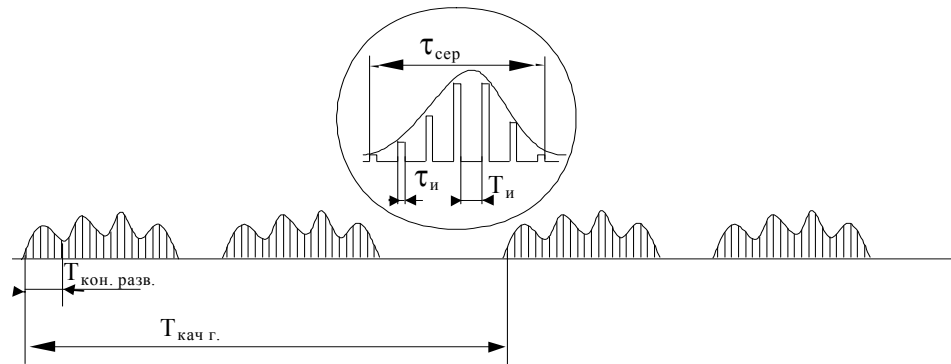


Рисунок 3.9 - Структура сигналу РЛС в режимі пошуку

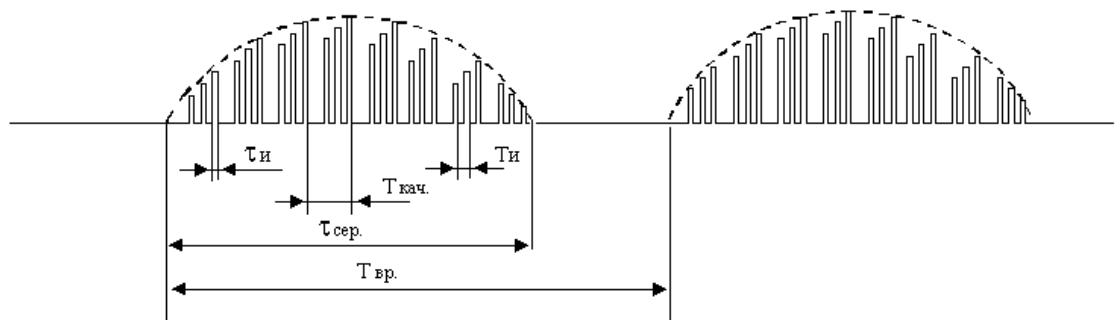


Рисунок 3.10 – Приблизний вид структури сигналу трикоординатної однопроменевої РЛС із променем, що качається

З рис. 3.8 – 3.10 витікає, що для ефективного розпізнавання класів (типів) РЛС в активно-пасивній системі радіомоніторингу доцільно передбачити можливість використання більш широкого апіорного словника сигнальних ознак, що містить дані про параметри (тривалостях і періодах повторення) серій (пачок) випромінюваних сигналів.

Таким чином, в якості сигнальних ознак РЛС, що встановлюються на об'єктах наземного, морського і повітряного базування, можуть бути використані частотно-часові параметри випромінюваних сигналів, до яких, в загальному випадку, відносяться:

- діапазон частот, що використовуються;
- тривалості випромінюваних сигналів (імпульсів);
- частота повторення імпульсів (період повторення);

- швидкість обертання антени (період проходження пачок імпульсів);
- вид модуляції сигналу;
- форма імпульсів;
- кількість працюючих частотних каналів і рознос між ними;
- ширина діаграми спрямованості антени;
- режими роботи РЛС;
- число фіксованих частот випромінювань і закономірності їх заняття.

Залежно від характеру прояву, сигнальні ознаки РЛС можуть бути "точковими" або "інтервальними". "Точкові" ознаки приймають конкретні значення на інтервалі спостереження (вимірювання), проте вони можуть змінюватися від одного інтервалу до іншого при зміні режиму роботи РЛС. До них належать, зазвичай, тривалість і період повторення імпульсів, ширина спектру та інші.

Конкретні значення частотно-часових параметрів РЛС в момент їх спостереження (прийому) є невідомими і можуть розглядатися, як рівноімовірні. В якості адекватної моделі таких параметрів зазвичай вибирають рівномірний закон розподілу, заданий на відповідному інтервалі перебудови. З урахуванням можливих розкидів параметрів сигналів, обумовлених нестабільністю роботи передавальних пристроїв, неточностями налаштування блоків і трактів формування, "точкові" параметри сигналів РЛС можуть бути представлені деякими інтервалами їх можливих значень, що дозволяє використовувати для апріорного опису розпізнаваних класів РЛС і об'єктів єдиний словник сигнальних ознак інтервального типу.

Значна кількість сучасних РЛС наземного, морського і повітряного базування використовують складні види сигналів з різними законами внутрішньоімпульсної модуляції. У зв'язку з цим до складу словника сигнальних ознак багатofункціональних РЛС доцільно ввести ознаки виду та структури випромінюваних сигналів. Ці ознаки можуть бути представлені у вигляді цифрового коду, чисельне значення якого повинно містити інформацію про структуру сигналу (імпульсний, безперервний, завадовий та ін.), виду її модуляції, наявності перебудови несівної частоти від імпульсу до імпульсу та/або модуляції періоду

повторення та ін. Введення цих ознак дозволить підвищити ефективність розпізнавання РЛС зі складними видами випромінювань і розширити можливості засобів радіочастотного моніторингу з аналізу наземної, морської або повітряної радіоелектронної обстановки (РЕО).

Враховуючи дані доводи, результати обґрунтування алфавітів класів радіовипромінювальних об'єктів і РЛС, а також можливості існуючих засобів радіочастотного моніторингу РЕОО (див. р. 3.1.2) найбільш інформативний вектор параметрів (апріорний склад словника ознак) радіовипромінювань РЛС був представлений у вигляді:

$$\vec{\alpha} = \left\| \Delta f_p, f_c, \tau_c, F_c, \Pi_{вмс}, T_{сл}, \tau_{пач}, T_{пач}, \Pi_{прч}, \Delta f_{прч}, \Pi_{ндс}, \Delta \tau_{ндс}, \Pi_{пис}, \Delta F_{ис}, \Pi_{впсл}, \Delta T_{псл}, \Pi_{пач}, \Delta T_{пач}, \Pi_{кри}, \Pi_{рр} \right\|^T, \quad (3.17)$$

де:

Δf_p –діапазон робочих частот РЛС;

f_c – несівна частота одиночного сигналу в радіовипромінюванні РЛС;

τ_c – тривалість одиночного сигналу в радіовипромінюванні РЛС;

F_c –ширина спектра модульованого сигналу в радіовипромінюванні РЛС;

$\Pi_{вмс}$ –признак виду модуляції одиночного сигналу;

$T_{сл}$ – період проходження сигналів в посилці (пачці) радіовипромінювання РЛС;

$\tau_{пач}$ – тривалість посилки (пачки) радіовипромінювання РЛС;

$T_{пач}$ –період проходження посилок (пачок) радіовипромінювання;

$\Pi_{прч}$ –ознака перестроювання несівної (робочої) частоти від сигналу до сигналу в посилці (пачці) радіовипромінювання РЛС;

$\Delta f_{прч}$ – крок сітки перестроювання або рознесення частот від сигналу до сигналу;

$\Pi_{ндс}$ – ознака перестроювання тривалості сигналів в посилці (пачці)

радіовипромінювання РЛС;

$\Delta \tau_{noc}$ – діапазон значень перестроювання тривалості сигналів в радіовипромінюванні РЛС;

Π_{nuc} – ознака перестроювання ширини спектру модульованих сигналів в посилювачі (пачці) радіовипромінювання РЛС;

ΔF_{uc} – діапазон значень перестроювання ширини спектру модульованих сигналів в радіовипромінюванні;

Π_{encl} – ознака вобуляції (перестроювання) періоду проходження сигналів в посилювачі (пачці) радіовипромінювання РЛС;

ΔT_{ncl} – діапазон значень вобуляції періоду проходження сигналів в посилювачі (пачці) радіовипромінювання;

Π_{ncl} – ознака змінення періоду проходження (пачок) радіовипромінювання РЛС;

ΔT_{ncl} – діапазон значень змінення періоду проходження посилок (пачок) радіовипромінювання;

Π_{kpi} – ознака класу (виду) радіовипромінювання (безперервне, імпульсне, шумове);

Π_{pp} – ознака режиму роботи РЛС.

За своїм функціонально-цільовим призначенням обробку та аналіз сигналів засобів радіозв'язку в умовах апріорної невизначеності можна умовно розділити на два напрямки: обробка та аналіз сигналів з метою подальшого розкриття смислового змісту повідомлень; обробка та аналіз сигналів з метою виявлення ознак спостереження, що виявляються в структурі систем зв'язку та інтенсивності роботи радіомереж, шляхом розпізнавання типів та примірників РС.

За своїм змістом розрізняють такі види аналізу сигналів:

- вимірювання параметрів сигналів;
- аналіз структури сигналів, під яким розуміють визначення законів зміни амплітуди, частоти і фази сигналів в часі, а також спектральних і частотно-часових

характеристик.

У загальному випадку аналіз сигналів включає два етапи:

- вибір способу формалізованого подання (опису) сигналу;
- вимірювання (визначення) його характеристик відповідно до обраного способу подання.

Спосіб представлення сигналів зазвичай вибирається на евристичній основі і визначається метою аналізу та характером вирішуваних завдань. При розкритті смислового змісту повідомлень аналіз сигналів здійснюється з таким ступенем деталізації, яка необхідна для виконання всіх операцій, зворотних їх формуванню на передавальному кінці лінії зв'язку. При розпізнаванні РС і об'єктів радіомоніторингу аналіз сигналів має на меті їх компактний формалізований ознаковий опис, що включає найбільш істотні характеристики і параметри сигналів, необхідні для визначення оперативно-тактичної приналежності, призначення, типу, екземпляра і стану РЕЗ. У цьому випадку аналіз сигналів повинен бути максимально формалізованим і універсальним по відношенню до різноманіття сигналів і типів передач. Кількість і складність процедур обробки сигналів повинні бути мінімально необхідними для формування ознак розпізнавання.

Перехід систем зв'язку на цифрові методи передачі і лінійне шифрування інформації забезпечує закриття смислового змісту переданих повідомлень [106, 107]. Тому другий напрямок аналізу сигналів стає основним і визначає особливості аналізу сигналів засобів радіозв'язку. Головним завданням аналізу сигналів в цих умовах є формування робочого словника ознак для поекземплярного розпізнавання типів РС, що обумовлено наявністю великої кількості однотипних РС як в конкретній системі зв'язку, так і на конкретному об'єкті радіомоніторингу.

У загальному випадку для впізнання оперативно-тактичної приналежності, призначення або належності до певної мережі, типу і екземпляра РЕЗ можуть використовуватися різні параметри і характеристики сигналів:

- характеристики і параметри передавача;
- вид, характеристики і параметри багатостанційного доступу;
- вид, характеристики і параметри модуляції і ущільнення;

- вид і характеристики встановлення зв'язку і синхронізації (структура і параметри пускових комбінацій і синхропослідовностей);
- спосіб адресації, структура адреси і т.п.

Вибір найбільш істотних ознак може здійснюватись індивідуально для конкретних систем.

Тенденція до стандартизації параметрів цифрових сигналів і видів передач зумовила підвищення ролі структурних ознак при розпізнаванні об'єктів радіомоніторингу. У ході вдосконалення військових систем зв'язку формування структурних ознак стає основним і необхідним вмістом аналізу сигналів РЕЗ.

До основних структурних ознаками сигналів і передач можна віднести:

- вид і значність коду,
- наявність і вид закриття інформації,
- вид і структуру позивного сигналу або адреси,
- структуру повідомлення (наявність і вид службового, адресного та інформаційного фрагментів повідомлення, структура синхрогрупи і службових комбінацій),
- особливості входження в зв'язок і переходів на запасні частоти.

Необхідність формування структурних ознак призводить до істотної відмінності змісту і методів аналізу сигналів засобів радіозв'язку і РЛС. Реалізація методів структурного аналізу сигналів заснована на широкому використанні обчислювальної техніки та цифрових методів обробки сигналів.

З метою визначення основних структурних ознак передач і сигналів доцільно концептуально розглянути еталонну модель відкритих систем (EMBC) багаторівневих мереж зв'язку [106, 126], яка забезпечує їх стандартизацію на міжнародному рівні і лежить в основі коротко описаних в р. 3.1.4 СРЗ ПД. EMBC розроблена Міжнародною організацією зі стандартизації і орієнтована на виконання таких функцій: представлення даних в стандартній формі, зв'язки між процесами інформаційного обміну і синхронізації їх роботи, управління інформаційно-обчислювальними ресурсами, контроль помилок і збереження даних, управління базами даних і запам'ятовувачами, підтримки програм, що забезпечують технологію

передачі та обробки даних, тестування та ін..

Для спрощення розробки та реалізації багаторівневої мережної архітектури кожна система відповідно до ЕМВС розбивається на ряд квазінезалежних функціональних рівнів. При цьому взаємодія систем в мережі представляється у вигляді взаємодії між елементами (логічними об'єктами) систем одного функціонального рівня. ЕМВС використовує сім рівнів, показаних на рис. 3.11. Чотири нижніх рівня надають мережеві послуги; три верхніх рівня надають послуги самим кінцевим користувачам.

Рівень каналу передачі даних і фізичний рівень, що знаходиться під ним, забезпечують канал безпомилкового зв'язку між двома вузлами в мережі. Функція мережевого рівня полягає в тому, щоб встановити адресу і маршрут для передачі пакета даних по мережі від вузла передачі до вузла призначення. Пакет може містити все повідомлення або тільки частину його.

Нижній з верхніх рівнів ЕМВС, транспортний рівень, забезпечує наскрізну передачу даних між абонентами мережі із заданою якістю обслуговування, яке є складовим параметром, що визначає характеристики взаємодії абонентів: максимальний час встановлення з'єднання, пропускну здатність, час затримки, ймовірність помилки при передачі повідомлень і т. п. Рівень сеансу забезпечує організацію діалогу між абонентами мережі, тобто управління черговістю передачі даних, їх пріоритетом, процедурою відновлення і т.д. Рівень подання управляє і перетворює синтаксис блоків даних, якими обмінюються кінцеві користувачі (коди, формати даних, стиснення даних, машинні мови і т.п.). Нарешті, прикладний рівень служить для виконання всіх інформаційно-обчислювальних процесів, що надаються користувачам через транспортну мережу: пакетна передача мовних повідомлень, телетекст, факс, електронна пошта та ін.

Правила взаємодії об'єктів одного рівня, так звані протоколи, визначають логічну взаємодію. В ЕМВС прийнята концепція, відповідно до якої взаємодія об'єктів одного рівня забезпечується наданням йому послуг суміжним нижнім рівнем. Правила взаємодії об'єктів суміжних рівнів в одній системі, а також мережевого обміну називаються інтерфейсами. Широкого поширення набули

мережі передачі даних з комутацією пакетів відповідно до стандарту X.25 Міжнародного консультативного комітету з телефонії і телеграфії (МККТТ). Ці мережі є мережами передачі даних загального користування, що надають послуги трьох нижніх рівнів ЕМВС.

Рекомендація МККТТ X.25 охоплює з'єднання терміналів передачі даних (комп'ютерів та інших систем і приладів користувачів) з мережею передачі даних. Спільним для будь-яких пристроїв користувача є назва кінцевого пристрою передачі даних (КППД). З'єднання цього пристрою з мережею здійснюється через спеціальне лінійне обладнання, зване лінійним пристроєм передачі даних (ЛППД). Зазвичай КППД вимагає встановлення з'єднання з іншим КППД за допомогою мережі. Доступом КППД до мережі управляє ЛППД, з яким це КППД з'єднується. Мережа забезпечує управління з'єднанням між пристроями ЛППД. Протокол X.25 управляє лише обміном даних між КППД і ЛППД на кожному кінці.

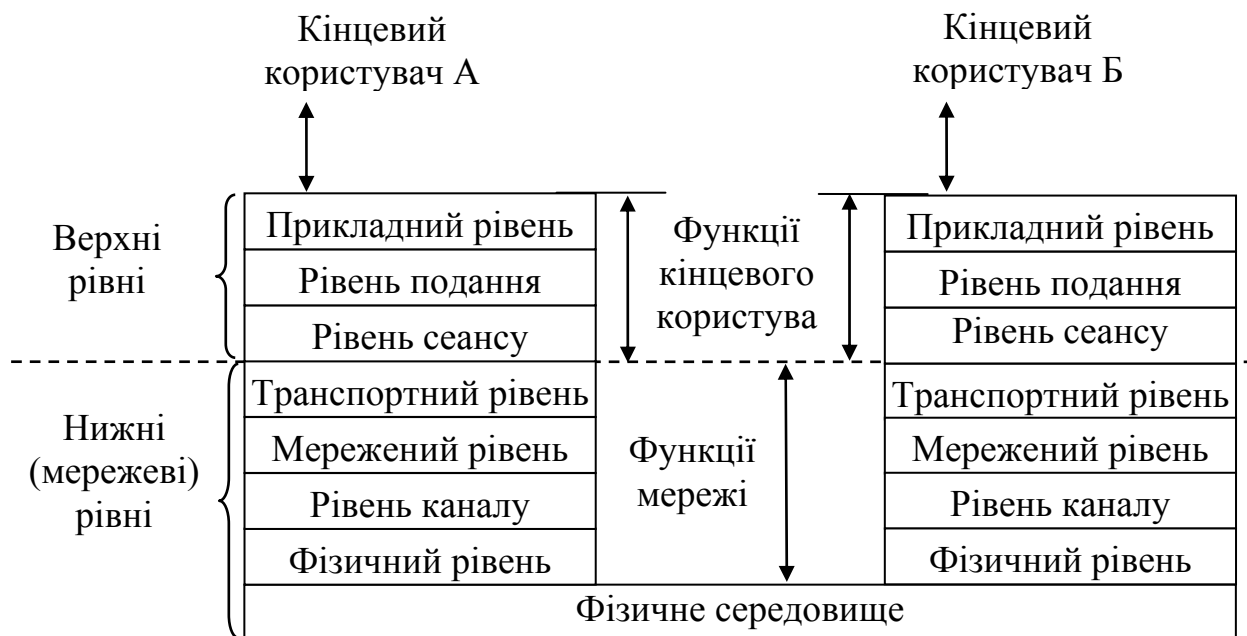


Рисунок 3.11 – Еталонна модель взаємодії відкритих систем (ЕМВС)

Архітектура ВВС

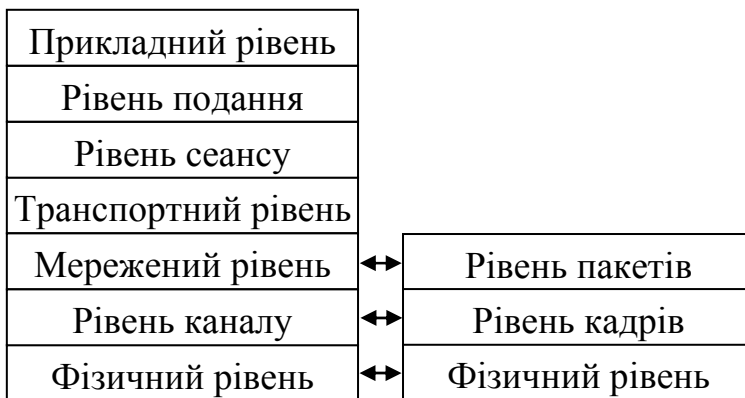


Рисунок 3.12 – Взаємозв'язок між архітектурами ЕМВС і Х.25

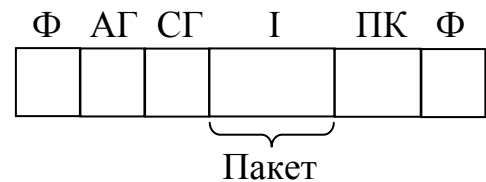


Рисунок 3.13 – Типовий формат кадру

Таким чином, протокол Х.25 є протоколом сполучення, він управляє взаємодією між КППД і ЛППД. Протокол Х.25 організований за трирівневою архітектурою, яка відповідає трьом нижнім рівням моделі ЕМВС (рис. 3.12). Як і в багаторівневій архітектурі ЕМВС (рис. 3.11), нижній фізичний рівень забезпечує необхідне фізичне з'єднання між КППД і ЛППД. Блоку рівня каналу, радіовипромінювання якого може бути доступно засобом радіомоніторингу, присвоєно спеціальне назву "кадр". Типова структура кадру наведена на рис. 3.13. Початок і кінець кадру містить спеціальну восьмирозрядну комбінацію символів 01111110, звану прапором Ф або преамбулою П. Буквами АГ позначено поле адресному групи, СГ - поле синхрогрупи, а ПК - поле перевірконого коду для виявлення помилок. Буквою І позначено інформаційне поле (пакет), в якому розташовуються передані дані, отримані від вищестоящего мережевого рівня. Мережному рівню ЕМВС в протоколі сполучення Х.25 відповідає рівень пакетів. Між КППД і ЛППД, з яким воно з'єднується, може бути встановлено до 4096 каналів. З цією метою застосовується 12-розрядне адресне поле. Кожен пакет даних від КППД при встановленні з'єднання несе свій 12-розрядний номер логічного каналу. Черговим завданням рівня пакетів протоколу Х.25 є надання процедур для реалізації кожної послуги, включаючи процедури встановлення з'єднання і роз'єднання, захисту від помилок. Подробиці процедур рівня пакетів, а також різні

формати пакетів, механізми управління потоком в протоколі X.25 описані в спеціальній літературі [122]. Прикладом використання протоколу X.25 є СРЗ ПД РЛН оперативно-тактичного рівня СВ США і його модифікації для сполучення з СРЗ ПД JTIDS того ж рівня [107].

Для остаточного визначення складу словника сигнальних ознак радіовипромінювань РС зупинимося на особливостях аналізу сигналів КХ- і УКХ-систем радіозв'язку та передачі даних. У сучасних системах зв'язку КХ- і УКХ-діапазонів передбачені, як правило, два режими роботи, які значно відрізняються за способами формування сигналів:

- повсякденний одночастотний режим на одній з заздалегідь встановлених стандартних сіток частот (зазвичай 8);
- завадозахищений багаточастотний режим з квазівипадковим перестроюванням частоти.

РЕЗ можуть працювати в цих режимах або поперемінно, або одночасно.

У повсякденному режимі за радіостанціями, що працюють в даній мережі або на даному радіонапрямку, закріплюється одна з частот стандартної сітки частот. При цьому кожна радіостанція, як правило, може працювати поперемінно в декількох мережах шляхом перестроювання на відповідні частоти. У завадозахищеному режимі за радіостанціями, що входять в одну і ту ж мережу, закріплюється на певний період часу довільна група частот, що отримала назву адресної, і певний код псевдовипадкової послідовності. За частотами в адресному групі закріплюється певна нумерація. При цьому номер частоти, яка випромінюється в кожен конкретний момент часу задається кодовими комбінаціями, які формувались з псевдовипадкової послідовності методом "ковзного вікна". Нумерація частот в адресному групі і код псевдовипадкової послідовності є своєрідним ключем, відомим тільки абонентам, які мають доступ до роботи в даній мережі. Швидкість перестроювання частоти змінюється в межах 10^2 - 10^3 стрибків в секунду. У деяких системах зв'язку з невеликою кількістю робочих частот швидкість перестроювання може бути значно вище. Незалежно від режиму роботи передача інформації може здійснюватися як у відкритій, так і в закритій формі. У завадостійкому режимі

використовуються лише цифрові канали зв'язку.

Аналіз сигналів відкритих передач полягає у визначенні таких характеристик сигналів, як:

- структура позивного сигналу або адреси,
- вид сигналу,
- вид модуляції,
- кількість і значення частот зв'язку,
- швидкість передачі,
- вид передачі,
- структура синхрогрупи і службових комбінацій сигналу,
- вид і значність коригуючого коду,
- метод передачі інформації.

У процесі аналізу сигналів РЕЗ з псевдо випадковим перестроюванням частоти додатково визначаються:

- кількість частот в адресній групі,
- час одноразового використання частоти (тривалість стрибка частоти),
- кількість стрибків частоти на один інформаційний символ.

Особливим змістом аналізу сигналів з псевдо випадковим перестроюванням частоти є визначення їх належності до певної радіомережі. Обробка сигналів з цією метою включає наступні операції:

- визначення нумерації частот в адресній групі;
- перетворення багаточастотного псевдовипадкового сигналу до виду, зручного для аналізу (наприклад, в двійкову псевдовипадкову послідовність);
- ідентифікація сигналів за кодами псевдовипадкової послідовності.

Залежно від типу псевдовипадкової послідовності ідентифікацію сигналів за їх кодами можна здійснити двома шляхами. Псевдовипадкові послідовності лінійного типу порівняно легко декодуються в масштабі часу, близькому до реального, і можуть бути ідентифіковані за коефіцієнтами формуючих поліномів. У військових системах зв'язку застосовуються псевдовипадкові послідовності нелінійного типу. Ідентифікація сигналів у цьому випадку здійснюється шляхом попереднього

запам'ятовування повного періоду застосовуваних послідовностей в якості опорних сигналів і подальшого визначення функції взаємної кореляції довільного сегмента аналізованого сигналу з послідовними сегментами опорних сигналів. Процедура ідентифікації в цьому випадку не відрізняється від пошуку псевдовипадкових сигналів по затримці в широкосмугових системах зв'язку.

На основі проведеного аналізу найбільш інформативний вектор ознак (апріорний склад словника ознак) радіовипромінювань РС був представлений у вигляді:

$$\vec{\gamma} = \left\| \Delta f_p, \Delta f, f_n, n_f, F_n, \tau_k, \tau_{pr}, \tau_{ag}, \tau_{cg}, \tau_{in}, \tau_{nk}, \tau_{mk} \vee \nu_{mk}, M_{mk}, T_k, t_{n(u)}, \Pi_{eml}, \Pi_{vnd}, \Pi_{vrc}, \Pi_{md}, \Pi_{src} \right\|^T, \quad (3.18)$$

де:

$\Delta f_p = f_k - f_n$ – діапазон робочих частот РС;

Δf – крок сітки частот;

f_n – частоти, на яких ведеться передача (зв'язок);

n_f – кількість частот (каналів), що використовуються для передачі (зв'язку);

F_n – ширина спектру передачі на кожній частоті;

τ_k – тривалість кадру в передачі;

τ_{pr} – тривалість преамбули (прапора) в кадрі;

τ_{ag} – тривалість адресної групи в кадрі;

τ_{cg} – тривалість синхрогрупи в кадрі;

τ_{in} – тривалість інформаційного пакета в кадрі;

τ_{nk} – тривалість перевіркової групи в кадрі;

$\tau_{mk} \vee \nu_{mk}$ – тривалість дискрети модулюючого коду або швидкість маніпуляції;

M_{mk} – кількість позицій в модулюючому коді;

T_k – період проходження кадрів (тривалість вікна);

$t_{n(u)}$ – тривалість сеансу (циклу) передачі;

$\Pi_{вмп}$ – ознака виду модуляції передачі ;

$\Pi_{\text{впд}}$ – ознака виду передачі (для аналогових ЗРЗ);

$\Pi_{\text{рс}}$ – ознака розширення спектру;

$\Pi_{\text{мд}}$ – ознака множинного (багатостанційного) доступу до середовища передачі (ущільнення/розділення каналів передачі);

$\Pi_{\text{срс}}$ – ознака типу систем радіозв'язку та передачі даних.

Для вирішення завдань оцінки зон спостереження об'єктів радіолокаційними засобами моніторингу і зон електромагнітної доступності (ЕМД) ЗРМ і ЗРТМ радіовипромінюючих РЕЗ необхідні відомості про просторові параметри антенної системи і потужності випромінювання РЕЗ. Для їх обліку апріорний словник просторових параметрів радіовипромінювальних РЕЗ (антенних систем) на об'єктах моніторингу повинен містити:

$$\vec{\lambda} = \left\| \Pi_{\text{обз}}, T_{\text{обз}}, \Delta B_{\text{скан}}, \Delta E_{\text{скан}}, T_{\text{скан}}, \Delta \beta, \Delta \varepsilon, G, G_{\text{бл}}, G_{\text{ф}}, \Pi_{\text{пол}}, \zeta_{\text{афт}}, H_{\text{а}}, P_{\text{прд}} \right\|^T, \quad (3.19)$$

де:

$\Pi_{\text{обз}}$ – ознака виду огляду простору (круговий, секторний, програмний, гвинтовий);

$T_{\text{обз}}$ – період огляду;

$\Delta B, \Delta E$ – величина (ширина) сектора сканування по азимуту β і куту місця ε відповідно;

$T_{\text{скан}}$ – період сканування ДСА по азимуту β і кутку місця ε ;

$\Delta \beta_{0,5}, \Delta \varepsilon_{0,5}$ – ширина ДСА по азимуту і куту місця на рівні половинної потужності;

G – коефіцієнт підсилення антени (КПА);

$G_{\text{бл}}$ и $G_{\text{ф}}$ – рівні бокових і фонових пелюстків антени;

$\Pi_{\text{пол}}$ – ознака виду поляризації (вертикальна, горизонтальна, кругова);

$\zeta_{\text{афт}}$ – загасання в антенно-фідерному тракті;

H_A – висота антени над рівнем рельєфу місцевості; $P_{прд}$ – потужність передавача.

Таким чином, вираз (3.16) спільно з (3.17) - (3.19) повністю визначають необхідні дані і склад алгоритмів для імітаційно-математичного моделювання:

- складу, дислокації, класів і типів радіовипромінюючих рухомих об'єктів на цифровій карті місцевості;
- координат стаціонарних і траєкторій рухомих радіовипромінюючих об'єктів із введенням статистичних відхилень;
- імітаційне моделювання характеристик випромінювань і параметрів сигналів радіовипромінюючих джерел і об'єктів із введенням статистичних похибок при їх імітації;
- сценаріїв динамічної радіоелектронно-об'єктової обстановки у близькому до реального масштабі часу.

З урахуванням обґрунтування структури інтегрованої АПСМ (р. 3.1.2) і за аналогією з (3.16) дані для її імітаційно-математичного моделювання також були представлені у вигляді наступної множини:

$$IM_{АПСМ} = \left\{ \Pi_s, Q_r \in S, \hat{Q}_{rk} \in Q_r, L_{gk}, \hat{Q}_{rkl}(x_0, y_0, h_0), \vec{\mu}_{rk} \in \hat{Q}_{rk}, \right. \\ \left. \hat{\bar{v}}_{rk} \wedge \delta(\bar{v}_{rk}) \in \hat{Q}_{rk}, \hat{\bar{x}}_{rk} \wedge \delta(\bar{x}_{rk}) \in \hat{Q}_{r=5-6,k}, \hat{\bar{y}}_{rk} \wedge \delta(\bar{y}_{rk}) \in \hat{Q}_{r=1-4,k} / \right. \\ \left. / d_{mn}^b \leq d_{rk}^{обн}, t_s, t_s^{сц} \right\} \quad , (3.20)$$

де:

Π_s – ознака регіону (країни) S , на цифровій карті місцевості (ЦКМ) якого здійснюється моделювання;

Q_r – класи засобів радіо, радіотехнічного і радіолокаційного моніторингу в регіоні S ;

$\hat{Q}_{rk}$ – обрані для моделювання засоби моніторингу r -го класу k -го типу, ($r = 1, 2, \dots, 9; k = 1, 2, \dots, K$);

$$L_{rk} = \sum_{l=1}^{L_k} \hat{Q}_{rkl} - \text{кількість примірників засобів моніторингу } k\text{-го типу } r\text{-го}$$

класу в моделі;

$\hat{Q}_{rkl}(x_0, y_0, h_0)$ – координати місцеположення l -го примірника k -го типу r -го класу засобу моніторингу відповідно по широті, довготі і висоті;

$\bar{\mu}_{rk}$ – вектор просторових параметрів;

– вектор координат, що вимірюються, і точність їх оцінювання засобами радіомоніторингу k -го типу r -го класу;

$\hat{\alpha}_{rk} \wedge \delta(\bar{\alpha}_{rk})$ – вектор частотно-часових параметрів радіовипромінювань РЛС, що вимірюються, і точність їх оцінювання засобами радіотехнічного моніторингу (5 і 6 класи) k -го типу;

$\hat{\gamma}_{rk} \wedge \delta(\bar{\gamma}_{rk})$ – вектор частотно-часових параметрів радіовипромінювань РС і точність їх оцінювання засобами радіотехнічного моніторингу (1 -4 класи) k -го типу;

$d_{mn}^d \leq d_{rk}^{обн}$ – умова знаходження n -го об'єкту m -го класу на дальності в межах дальності (зони) спостереження засобами моніторингу k -го типу r -го класу;

$t_s^{АПСМ} = t_s^{РЭОО}$ – умова функціонування АПСМ протягом тривалості сценарію РЕОО.

Вектор просторових параметрів $\bar{\mu}_{rk}$ засобів радіомоніторингу визначається аналогічно вектору просторових параметрів РЕЗ за виразом (3.19) і може містити не всі, а тільки ті, які необхідні для розрахунку зон спостереження (ЕМД). Залежно від класу і типу засобу радіомоніторингу вектор вимірюваних координат $\hat{\bar{v}}_{rk}$ може містити три, дві або одну координату в декартовій або полярній системі. Склад векторів частотно-часових параметрів РЛС $\hat{\alpha}_{rk}$ і РС $\hat{\gamma}_{rk}$, що вимірюються, визначаються відповідно за виразами (3.17) і (3.18) і залежно від характеристик засобів радіотехнічного і радіомоніторингу можуть містити тільки частину

параметрів. Умова $d_{mn}^d \leq d_{rk}^{обн}$ вимагає необхідність розрахунку зон спостереження радіолокаційних засобів радіомоніторингу та ЗРМ і ЗРТМ. Відповідні вимірювані засобами радіомоніторингу параметри і точності їх визначення повинні зберігатися в базі даних АПСМ.

Таким чином, вираз (3.20) спільно з (3.17) - (3.19) та методикою побудови зон ЕМД (р. 3.1.3) повністю визначають необхідні дані і склад алгоритмів для імітаційно-математичного моделювання АПСМ :

- складу, дислокації та типів активних (радіолокаційних) і пасивних (радіо та радіотехнічних) засобів радіомоніторингу стаціонарних і рухомих об'єктів;
- точності вимірювання координатних і сигнальних параметрів засобами радіомоніторингу стаціонарних і рухомих випромінюючих об'єктів;
- зон ЕМД пасивних засобів моніторингу за рухомими об'єктами з урахуванням рельєфу місцевості та втрат на трасі розповсюдження радіохвиль на основі рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ).

Програма ведення БД повинна забезпечувати :

- введення (завантаження) даних з зовнішнього (магнітного або лазерного) носія, контроль правильності введення і розміщення даних в пристроях пам'яті ЕОМ;
- вивантаження каталогів на зовнішній носій;
- перегляд, оновлення, зміну (коригування), розширення складу, реорганізацію та виключення даних (записів) обраного каталогу;
- доступ до БД або її окремих частин через введення пароля;
- коригування записів обраного каталогу;
- додавання і видалення записів з БД;
- пошук, вибірку, формування і видачу даних по РЕОО і АПСМ.

3.1.5 Розробка структури і складу баз даних рухомих об'єктів, радіоелектронних засобів, ознак випромінювань та сигналів, активних і пасивних засобів спостереження за рухомими об'єктами та їх технічних характеристик

Для ефективного розпізнавання рухомих радіовипромінюючих об'єктів наземного, морського і повітряного базування необхідно мати повну й достовірну інформацію щодо типів, режимів роботи і параметрів сигналів РЕЗ, що встановлюються на об'єктах і підлягають радіомоніторингу. Тому, розробка структури бази даних (БД) та її інформаційне наповнення точними і повними апріорними даними про РЕЗ і об'єкти, що розпізнаються, є однією з найважливіших задач створення АПСМ рухомих радіовипромінюючих об'єктів та її імітаційно-математичної моделі.

Формування БД повинне здійснюватися на основі апріорних відомостей про типи, призначення, задачі, що вирішуються, місця розташування, режими роботи і параметри випромінювань об'єктів і РЕЗ.

Велика кількість типів і класів об'єктів і РЕЗ обумовлює необхідність застосування для створення та використання БД ряду принципів, основними з яких є:

- принцип відповідності обсягу і змісту БД цілям та завданням радіоконтролю (радіомоніторингу);
- принцип ієрархічності побудови БД;
- принцип адаптації БД до району контролю, кількості і типам споживачів, умовам ведення контролю та до інших факторів;
- принцип навчання (донавчання) і самонавчання БД за результатами спостереження, виміру та аналізу випромінювань РЕЗ і об'єктів у конкретному районі радіомоніторингу.

Принцип навчання допускає уточнення і корегування (за результатами спостереження, вимірів і розпізнавання) апріорних даних про об'єкти та РЕЗ, сигнальні ознаки яких було задано у вигляді діапазонів можливих значень

параметрів випромінюваних сигналів, а також внесення в БД відомостей про невідомі об'єкти або об'єкти і РЕЗ, що вперше з'явилися. Урахування цього принципу дозволить інтервальні ознаки РЕЗ і об'єктів, що підлягають моніторингу, замінити точковими ознаками, отриманими в процесі експлуатації станції РТР, і підвищити тим самим ефективність її функціонування.

База даних повинна забезпечувати:

- надійне зберігання структурно-сигнальних описів джерел та об'єктів радіовипромінювань, які розпізнаються, обраною мовою ознак;
- формування оперативних каталогів даних з урахуванням географічного регіону, державної й відомчої приналежності розпізнаваних джерел і об'єктів і типів споживачів, що обслуговуються;
- введення даних з зовнішнього носія, контроль правильності введення і розміщення даних у пристроях пам'яті ЕОМ виробу;
- відновлення, зміну, розширення складу, реорганізацію і виключення даних;
- пошук, вибірку, формування і видачу даних відповідно до запитів, захист даних від несанкціонованого доступу.

БД повинна містити відомості про типи, класи, призначення, дислокацію об'єктів наземного, морського й повітряного базування, режимах роботи і параметрах випромінювань РЕЗ, що входять до складу цих об'єктів.

3.1.5.1 Концептуальна схема бази даних радіоелектронних об'єктів

Концептуальна схема даних бази даних радіоелектронних об'єктів наведена на рис. 3.14.

База даних має такі реляційні таблиці:

base_obj - базування об'єкта;

Class_RE_tool - Клас РЕЗ;

Class_obj - Клас об'єкта;

RE_object - Об'єкти;

Class_obj_Class_RE_tool - РЕЗ на об'єктах заданого класу;

Type_RE_tool – Типи РЕЗ;

RE_object_Type_RE_tool – типи РЕЗ на об'єктах заданого класу;

Реляційна таблиця «base_obj» призначена для зберігання даних про категорії, що характеризують розміщення радіоелектронних об'єктів. Такими категоріями є: наземні; повітряні; морські.

Поля реляційної таблиці «base_obj – базування об'єкта» представлені в табл. 3.10.

Таблиця 3.10 - Структура реляційної таблиці «base_obj - базування об'єкта»

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
base_obj_id	ціле без знака	Первинний ключ (PRIMARY KEY)	номер рядка в таблиці, штучний первинний ключ.
Name_r	текст до 10 символів	альтернативний ключ (UNIQUE)	назва категорії російською мовою (наземне, повітряне морське)
Name_e	текст до 10 символів	альтернативний ключ (UNIQUE)	назва категорії англійською мовою (ground, air, sea)

Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці base_obj - базування об'єкта не накладаються.

Реляційна таблиця «Class_RE_tool – клас РЕЗ» призначена для зберігання назв класів радіоелектронних засобів, що визначають їх призначення. Приклади класів радіоелектронних засобів: засіб УКХ радіозв'язку; засіб радіорелейного зв'язку; система передачі даних типу JTIDS; радіомаяк ближньої навігації системи DVOR; РЛС виявлення цілей на малих висотах; БФ РЛС; і т.д. Список класів РЕЗ підлягає уточненню. Опис полів реляційної таблиці представлений в табл. 3.11.

Таблиця 3.11 – Структура реляційної таблиці «Class_RE_tool – клас РЕЗ»

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
Class_RE_tool_id	ціле без знака	первинний ключ (PRIMARY KEY)	номер рядка в таблиці, штучний первинний ключ.
Name_r	текст до 10 символів	альтернативний ключ (UNIQUE) заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	назва класу РЕЗ російською мовою
Name_e	текст до 10 символів	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	назва класу РЕЗ англійською мовою
Missing	текст змінної довжини	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	поле в якому може бути наведений текстовий опис класу РЕЗ

Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Class_RE_tool - Клас РЕЗ» не накладаються.

Реляційна таблиця «Class_obj - Клас об'єкта» призначена для зберігання назв класів радіоелектронних об'єктів. Класи об'єктів повітряного, наземного і надводного базування визначені відповідно виразами (3.1.4), 93.1.6) і (3.1.8).

Опис полів реляційної таблиці представлений в табл. 3.12.

Таблиця 3.12 - Структура реляційної таблиці Class_obj - Клас об'єкта

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
Class_obj_id	ціле без знака	первинний ключ (PRIMARY KEY)	номер рядка в таблиці, штучний первинний ключ.
Name_r	текст до 10 символів	альтернативний ключ (UNIQUE) заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	назва класу об'єкта російською мовою
Name_e	текст до 10 символів	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	назва класу об'єкта англійською мовою
base_obj_id	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «base_obj_id» таблиці «base_obj». При зміні даних у таблиці «base_obj» - зміни в таблиці «Class_obj» каскадуються Видалення даних з таблиці «base_obj» - обмежується наявністю даних у таблиці «Class_obj»	поле, у якому зберігається номер категорії відповідного типу базування об'єкта

Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Class_obj - Клас об'єкта» не накладаються.

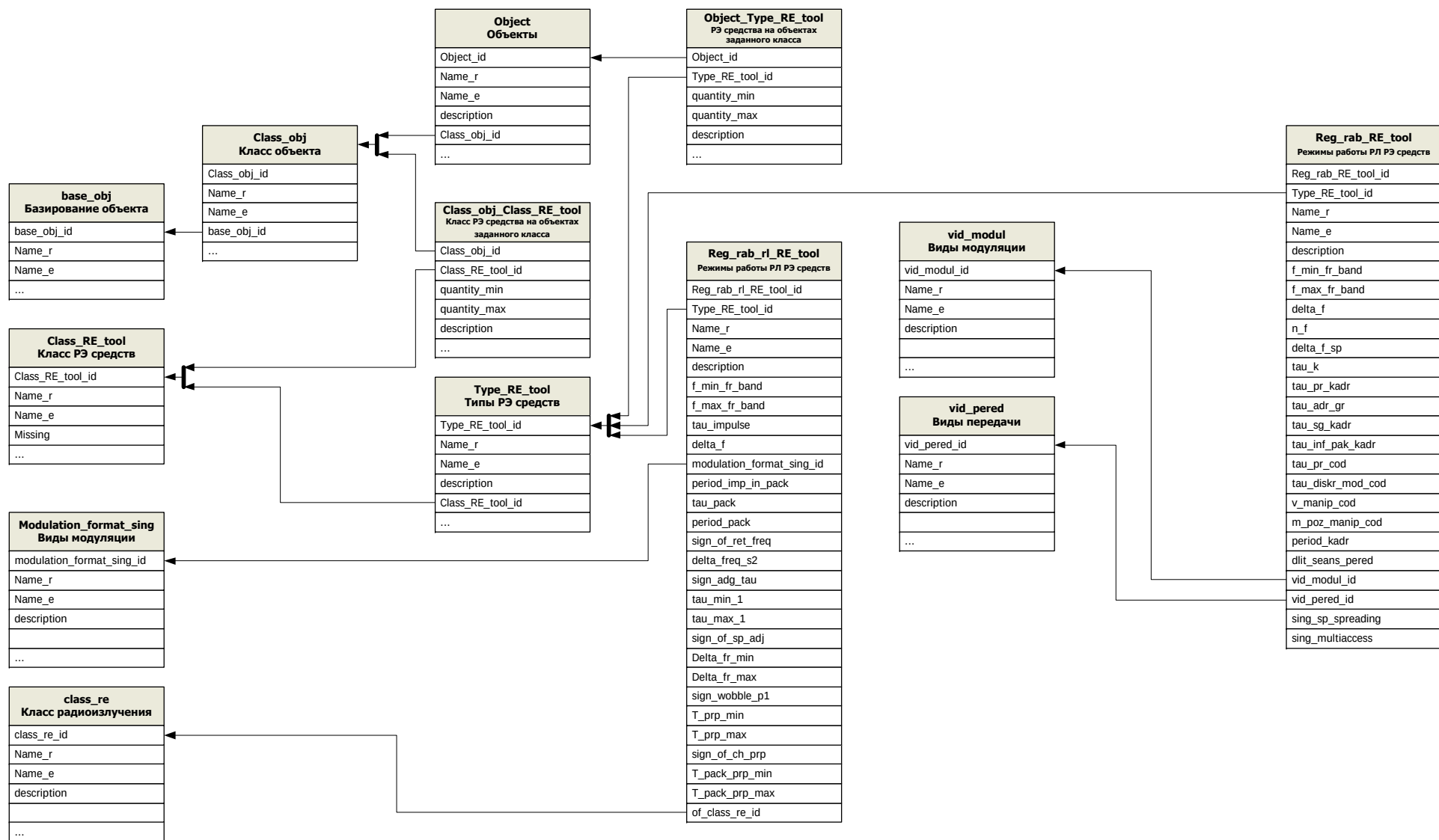


Рисунок 3.14 – Концептуальна схема бази даних радіоелектронних об'єктів

Реляційна таблиця «Object - Об'єкти» призначена для зберігання даних про об'єкти, що містять радіоелектронні засоби. Приклади об'єктів, що містять радіоелектронні засоби: винищувач F-16; винищувач МиГ-29, літак ДРЛВ Е-3А «AVACS», літак ДРЛВ Т-50 «Джміль», КП 51 збр і.т.ін.

Опис полів реляційної таблиці представлений в табл. 3.13.

Таблиця 3.13 – Структура реляційної таблиці «Object - Об'єкти»

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
Object_id	ціле без знака	первинний ключ (PRIMARY KEY)	номер рядка в таблиці, штучний первинний ключ.
Name_r	текст до 10 символів	альтернативний ключ (UNIQUE) заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	найменування об'єкта російською мовою
Name_e	текст до 10 символів	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	найменування об'єкта англійською мовою
description	текст змінної довжини	Заповнення не обов'язкове.	текст опису об'єкта
Class_obj_id	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «Class_obj_id» таблиці «Class_obj». При зміні даних у таблиці «Class_obj» - зміни в таблиці «Object» каскадуються Видалення даних з таблиці «Class_obj» - обмежується наявністю даних у таблиці «Object»	поле, у якому зберігається номер відповідного класу об'єкта

Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Class_obj - Клас об'єкта» не накладаються.

Реляційна таблиця «Class_obj_Class_RE_tool – Клас РЕЗ на об'єктах заданого класу» призначена для зберігання даних про те, які класи радіоелектронних засобів повинні бути на об'єктах заданого класу. Наприклад, на винищувачі-бомбардувальнику повинне бути встановлене радіоелектронне устаткування таких класів: багатофункціональна бортова РЛС, засоби авіаційного УКХ радіозв'язку, доплерівський вимірювач швидкості та знесення, та ін. Інший приклад: на аеродромі повинні бути радіостанції дальнього приводу - від 1 до 2 шт., маркерні радіомаяки, радіосистема ближньої навігації, посадкова радіомаякова група, радіолокаційна

система посадки, засоби авіаційного УКХ радіозв'язку, РЛС УПР дециметрового і сантиметрового діапазонів, пересувний радіовисотомір та ін.

Опис полів реляційної таблиці «Class_obj_Class_RE_tool - Клас РЕЗ на об'єктах заданого класу» представлений в табл. 3.14.

Таблиця 3.14 – Структура реляційної таблиці «Class_obj_Class_RE_tool - Клас РЕЗ на об'єктах заданого класу»

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
Class_obj_id	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «Class_obj_id» таблиці «Class_obj». Зміна й видалення даних з таблиці «Class_obj» обмежується наявністю даних у таблиці «Class_obj_Class_RE_tool»	Поле, у якому зберігається номер відповідного класу об'єкта
Class_RE_tool_id	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «Class_RE_tool_id» таблиці «Class_RE_tool». Зміна й видалення даних з таблиці «Class_RE_tool» обмежується наявністю даних у таблиці «Class_obj_Class_RE_tool»	Поле, у якому зберігається номер відповідного класу радіоелектронного засобу
quantity_min	ціле без знака	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням «0»	Мінімальна кількість радіоелектронних засобів на об'єкті класу
quantity_max	ціле без знака	Заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням «0»	Максимальна кількість радіоелектронних засобів заданого класу на об'єкті класу
description	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «Class_obj_id» таблиці «Class_obj». При зміні даних у таблиці «Class_obj» - зміни в таблиці «Object» каскадуються Видалення даних з таблиці «Class_obj» - обмежується наявністю даних у таблиці «Object»	Текстовий опис умов розміщення класу радіоелектронних засобів на об'єкті класу.

Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Class_obj_Class_RE_tool - РЕЗ на об'єктах» представлені в табл. 3.15.

Таблиця 3.15 – Обмеження на сукупність даних таблиці «Class_obj_Class_RE_tool - Клас РЕЗ на об'єктах заданого класу»

Тип обмеження	Поля
PRIMARY KEY (Первинний ключ)	Class_obj_id, Class_RE_tool_id

Реляційна таблиця «Type_RE_tool – Типи РЕЗ» призначена для зберігання даних про радіоелектронні засоби.

Опис полів реляційної таблиці представлений в табл. 3.16.

Таблиця 3.16 – Структура реляційної таблиці «Type_RE_tool - Типи РЕЗ».

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
Type_RE_tool_id	ціле без знака	первинний ключ (PRIMARY KEY)	Номер рядка в таблиці, штучний первинний ключ.
Name_r	текст до 10 символів	альтернативний ключ (UNIQUE) заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	Найменування типу радіоелектронного засобу російською мовою
Name_e	текст до 10 символів	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	Найменування типу радіоелектронного засобу англійською мовою
description	текст змінної довгі	Заповнення не обов'язкове.	Текст опису типу радіоелектронного засобу
Class_RE_tool_id	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «Class_RE_tool_id» таблиці «Class_RE_tool». Зміна й видалення даних з таблиці «Class_RE_tool» обмежується наявністю даних у таблиці «Type_RE_tool»	поле, у якому зберігається номер відповідному класу радіоелектронного засобу

Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Type_RE_tool - Типи РЕЗ» представлені в табл. 3.17.

Табл. 3.17 – Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Type_RE_tool - Типи РЕЗ».

Тип обмеження	Поля
PRIMARY KEY (Первинний ключ)	Class_obj_id, Class_RE_tool_id

Реляційна таблиця «Reg_rab_rl_RE_tool – Режими роботи радіолокаційних РЕЗ» призначена для зберігання даних, які характеризують режим роботи типу кожного радіолокаційного РЕЗ, врахованого в таблиці «Type_RE_tool – Типи РЕЗ».

Опис полів реляційної таблиці представлений в табл. 3.18.

Таблиця 3.18 – Структура реляційної таблиці «Reg_rab_RE_tool – Режими роботи РЕЗ»

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
Reg_rab_RE_tool_id	ціле без знака	первинний ключ (PRIMARY KEY)	Номер рядка в таблиці штучний первинний ключ.
Type_RE_tool_id	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «Type_RE_tool_id» таблиці «Type_RE_tool». Зміна і видалення даних з таблиці «Type_RE_tool» обмежується наявністю даних у таблиці «Reg_rab_RE_tool»	поле, в якому зберігається номер відповідного типу радіоелектронного засобу
Name_r	текст до 10 символів	альтернативний ключ (UNIQUE) заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	найменування режиму роботи радіоелектронного засобу російською мовою
Name_e	текст до 10 символів	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	найменування режиму роботи радіоелектронного засобу англійською мовою
description	текст змінної довжини	Заповнення не обов'язкове.	текст опису режиму роботи радіоелектронного засобу
f_min_fr_band	дійсне число	Заповнення обов'язкове.	мінімальна частота діапазону робочих частот, Гц
f_max_fr_band	дійсне число	Заповнення обов'язкове.	максимальна частота діапазону робочих частот, Гц
tau_impulse	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	тривалість одиночного сигналу в радіовипромінюванні РЛС, властивому описуваному режиму роботи, секунд
delta_f	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	ширина спектра модульованого сигналу в радіовипромінюванні РЛС

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
modulation_format_sing_id	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «modulation_format_sing_id» таблиці «modulation_format_sing». Зміна й видалення даних з таблиці «modulation_format_sing» обмежується наявністю даних у таблиці «Reg_rab RE_tool»	ознака виду модуляції одиночного сигналу
period_imp_in_pack	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	період проходження сигналів у посилці (пачці) радіовипромінювання РЛС
tau_pack	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	тривалість посилки (пачки) радіо-випромінювання РЛС;
period_pack	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	період проходження посилок (пачок) радіо-випромінювання;
sign_of_ret_freq	логічне поле	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	ознака перебудови несучої (робочої) частоти від сигналу до сигналу в посилці (пачці) радіо-випромінювання РЛС;
delta_freq_s2	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	шаг сітки перебудови або розносу частоти від сигналу до сигналу;
sign_adg_tau	логічне поле	заповнення не обов'язкове, значення по умовчання немає	ознака перебудови тривалості сигналів у посилці (пачці) радіо-випромінювання РЛС;
tau_min_1	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	діапазон значень перебудови тривалості сигналів у радіо-випромінювання РЛС;
tau_max_1	дійсне число	заповнення не обов'язково, значення за замовчуванням немає	діапазон значень перебудови тривалості сигналів у радіо-випромінюванні РЛС;
sign_of_sp_adj	логічне поле	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	ознака перебудови ширини спектра модульованих сигналів у посилці (пачці) радіо-випромінювання РЛС;
Delta_fr_min	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	діапазон значень перебудови ширини спектра модульованих сигналів у радіовипромінюванні;
Delta_fr_max	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	діапазон значень перебудови ширини спектра модульованих сигналів у радіовипромінюванні;
sign_wobble_p1	логічне поле	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	ознака вобуляції (перебудови) періоду проходження сигналів у посилці (пачці) радіовипромінювання РЛС;

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
T_prp_min	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	діапазон значень вобуляції періоду проходження сигналів у посилювачі (пачці) радіовипромінювання;
T_prp_max	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	діапазон значень вобуляції періоду проходження сигналів у посилювачі (пачці) радіовипромінювання;
sign_of_ch_prp	логічне поле	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	ознака зміни періоду проходження посилок (пачок) радіо-випромінювання РЛС;
T_pack_prp_min	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	діапазон значень зміни періоду проходження посилок (пачок) радіовипромінювання;
T_pack_prp_max	дійсне число	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	діапазон значень зміни періоду проходження посилок (пачок) радіовипромінювання;
sign_of_class_re_id	ціле без знака	Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «sign_of_class_re_id» таблиці «sign_of_class_re». Зміна й видалення даних з таблиці «sign_of_class_re» обмежується наявністю даних у таблиці «Reg_rab_RE_tool»	ознака класу (виду) радіовипромінювання (безперервне, імпульсне, шумове);

Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Reg_rab_rl_RE_tool – режими роботи радіолокаційних РЕЗ» представлені в табл. 3.19.

Таблиця 3.19 – Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Reg_rab_RE_tool – Режими роботи РЕЗ»

Тип обмеження	Поля
PRIMARY KEY (Первинний ключ)	Reg_rab_RE_tool_id
UNIQUE (Обмеження унікальності) Назви режиму роботи в різних засобах можуть збігатися, але в засобі заданого типу не може бути більше одного режиму роботи з тою самою назвою	Type_RE_tool_id Name_r

Реляційна таблиця «Reg_rab_RE_tool – Режими роботи РЕЗ зв'язку» призначена для зберігання даних, які характеризують режим роботи типу кожного засобу радіозв'язку, врахованого в таблиці «Type_RE_tool – Типи РЕЗ».

Опис полів реляційної таблиці представлений в табл. 3.20.

Таблиця 3.20 – Структура реляційної таблиці «Reg_rab_RE_tool – Режими роботи РЕЗ»

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
Reg_rab_RE_tool_id	ціле без знака	первинний ключ (PRIMARY KEY)	Номер рядка в таблиці штучний первинний ключ.
Type_RE_tool_id	ціле без знака	Заповнення обов'язково. Зовнішній ключ на поле «Type_RE_tool_id» таблиці «Type_RE_tool». Зміна й видалення даних з таблиці «Type_RE_tool» обмежується наявністю даних у таблиці «Reg_rab_RE_tool»	поле, у якому зберігається номер відповідного типу радіоелектронного засобу
Name_r	текст до 10 символів	альтернативний ключ (UNIQUE) заповнення обов'язково, значення по умовчання немає	Найменування режиму роботи радіоелектронного засобу російською мовою
Name_e	текст до 10 символів	заповнення не обов'язкове, значення за замовчуванням немає	Найменування режиму роботи радіоелектронного засобу англійською мовою
description	текст змінної довгі	Заповнення не обов'язкове.	Текст опису режиму роботи радіоелектронного засобу
f_min_fr_band	дійсне число	Заповнення обов'язкове.	мінімальна частота діапазону робочих частот, Гц
f_max_fr_band	дійсне число	Заповнення обов'язкове.	максимальна частота діапазону робочих частот, Гц
delta_f	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	Δf – крок сітки частот;
n_f	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	n_f – кількість частот (каналів), які використані для передачі (зв'язку);
delta_f_sp	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	F_n – ширина спектру передачі на кожній частоті;

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
tau_k	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	τ_k – тривалість кадру в передачі;
tau_pr_kadr	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	τ_{pr} – тривалість преамбули в кадрі;
tau_adr_gr	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	τ_{ag} – тривалість коду адресної групи в кадрі;
tau_sg_kadr	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	τ_{sg} – тривалість коду синхрогрупи в кадрі;
tau_inf_pak_kadr	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	τ_{inf} – тривалість інформаційного пакету в кадрі;
tau_pr_cod	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	τ_{pk} – тривалість перевірного коду в кадрі;
tau_diskr_mod_cod	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	τ_{mk} – тривалість дискрети коду, що модулює
v_manip_cod	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	V_{mk} – швидкість маніпуляції;
m_poz_manip_cod	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	M_{mk} – кількість позицій у коді, що модулює;
period_kadr	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	T_k – період проходження кадрів (тривалість вікна);
dlit_seans_pered	дійсне число	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням немає	$t_{п(ц)}$ – тривалість сеансу (циклу) передачі;
vid_modul_id		Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле «vid_modul_id» таблиці «vid_modul». Зміна й видалення даних з таблиці «vid_modul» обмежується наявністю даних у таблиці «Reg_rab_RE_tool»	$\Pi_{вмп}$ – ознака виду модуляції передачі;
vid_pered_id		Заповнення обов'язкове. Зовнішній ключ на поле	$\Pi_{впд}$ – ознака виду

Назва поля	Тип даних	Обмеження	Опис
		«vid_pered_id» таблиці «vid_pered». Зміна і видалення даних з таблиці «vid_pered» обмежується наявністю даних у таблиці «Reg_rab_RE_tool»	передачі;
sing_sp_spreading	логічне поле	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням - «false»	P_{pc} – ознака розширення спектра;
sing_multiaccess	логічне поле	заповнення обов'язкове, значення за замовчуванням - «false»	P_{md} – ознака множинного (багатостанційного) доступу до середовища передачі (ущільнення/поділу каналів передачі);

Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Reg_rab_RE_tool – Режими роботи РЕЗ зв'язку» представлені в табл. 3.21 .

Таблиця 3.21 – Обмеження на сукупність даних у реляційній таблиці «Reg_rab_RE_tool – Режими роботи РЕЗ зв'язку»

Тип обмеження	Поля
PRIMARY KEY (Первинний ключ)	Reg_rab_RE_tool_id
UNIQUE (Обмеження унікальності) Назви режиму роботи різних засобів можуть збігатися, але в засобі заданого типу не може бути більше одного режиму роботи з тією самою назвою	Type_RE_tool_id Name_r

3.1.5.2 Концептуальна схема бази даних засобів радіомоніторингу

На рис. 3.15 наведено концептуальну схему бази даних засобів радіомоніторингу (БД ЗРМ) з використанням зовнішніх ключів.

Докладні структури таблиць БД ЗРМ з описом усіх полів наведені нижче в таблицях 3.22 – 3.35.

Таблиця 3.22 «Region - Місце розташування» містить перелік усіх місць розташування СРК, кожному з яких призначено певний фіксований номер для

подальшого використання.

Таблиця 3.22 – Структура таблиці «Region – Місце розташування»

Назва поля	Тип даних	Опис
region_id	serial	ID (ідентифікатор, порядковий номер) місця розташування
region_name	text	Назва місця розташування
CONSTRAINT region_pkey PRIMARY KEY (region_id), CONSTRAINT region_name_key UNIQUE (region_name), CONSTRAINT region_id_region_check CHECK (region_id >= 1 AND region_id <= X)		

Таблиця 3.23 «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 3.23 – Структура таблиці «Points_on_fr_sc –Точки на шкалі частот»

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 3.24 «Type_src – Типи СРК» призначена для збереження даних про типи засобів радіомоніторингу.

Таблиця 3.24 – Структура таблиці «Type_src – Типи СРК»

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
type_src_id	serial		ID типу СРК
type_src_name	text		Найменування типу СРК
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)			

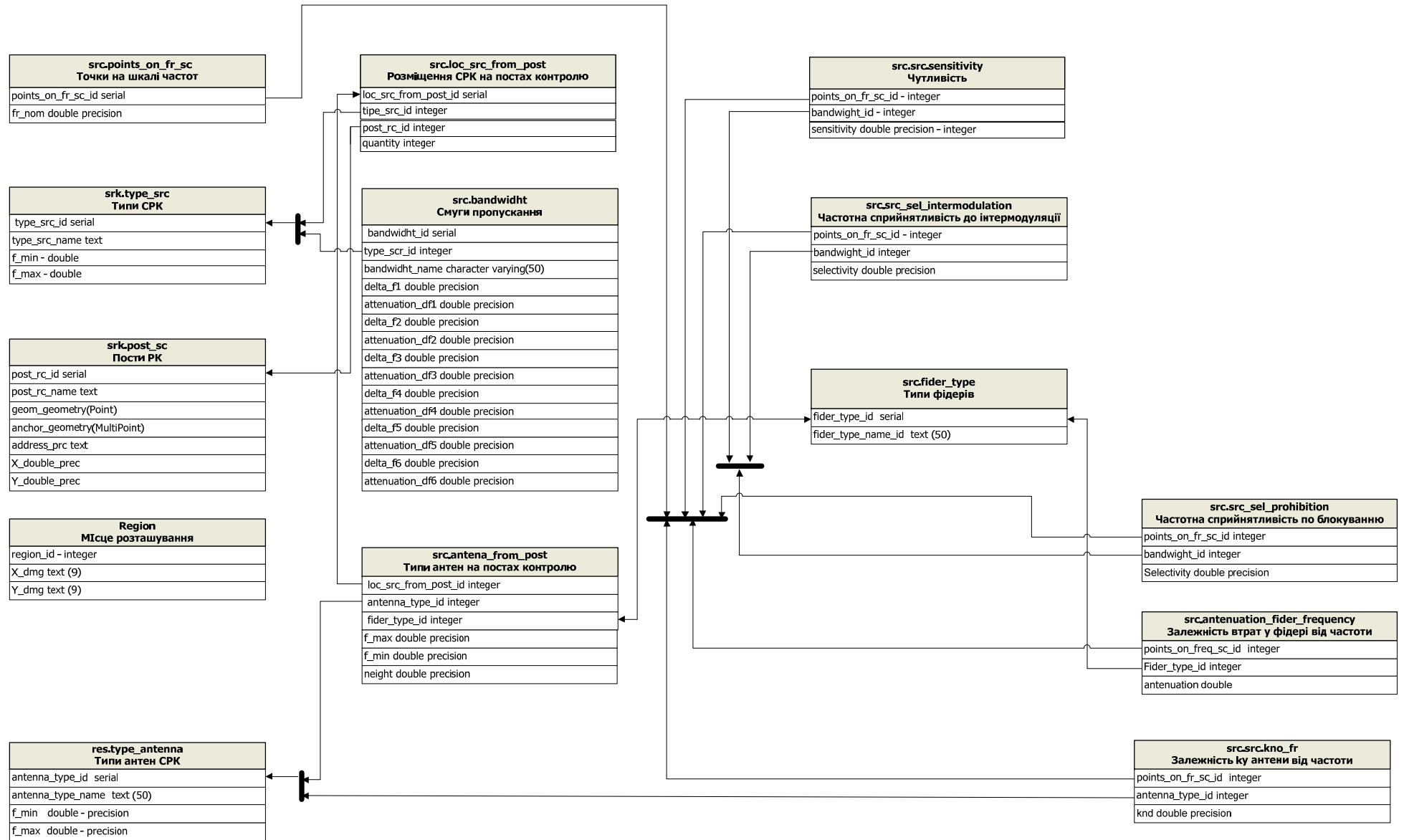


Рисунок 3.15 – Концептуальна схема бази даних засобів радіомоніторингу

Таблиця 3.25 «Post_rc – Пости РК» призначена для збереження даних про пости радіоконтролю, які підлягають обліку в БД.

Таблиця 3.25 – Структура таблиці «Post_rc – Пости РК»

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
post_rc_id	serial		ID поста РК
region_id	integer		ID Місця розташування
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-хвилинах, секундах)
y_dms	text		Широта (у градусах-хвилинах, 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_region_id_fkey FOREIGN KEY (region_id) REFERENCES regions.region (region_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 3.26 «Antenna_type – Типи антен СРК» призначена для збереження даних про типи антен станцій радіоконтролю, що підлягають обліку у БД.

Таблиця 3.26 – Структура таблиці «Antenna_type – Типи антен СРК»

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 3.27 «Fider_type – Типи фідерів» призначена для збереження даних про типи фідерів, що використовуються для з'єднання антен зі станціями радіоконтролю.

Таблиця 3.27 – Структура таблиці «Fider_type – Типи фідерів»

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 3.28 «Loc_srk_from_post – Розміщення СРК на постах контролю» призначена для збереження даних про типи засобів радіомоніторингу, які розміщуються на постах контролю. При цьому обмеження передбачає, що на кожному посту радіоконтролю всі засоби радіомоніторингу мають бути різнотипними.

Таблиця 3.28 – Структура таблиці «Loc_srk_from_post – Розміщення СРК на постах контролю»

Назва поля	Тип даних	Опис
loc_srk_from_post_id	serial	ID СРК на посту радіоконтролю
post_rc_id	integer	ID поста радіоконтролю
type_src_id	integer	ID типу СРК
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 3.29 «Bandwidth – Смуги пропускання станцій радіоконтролю» 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 Δf_X .

X може приймати значення $\{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, значення ширини смуг пропускання $(\Delta f_1) < (\Delta f_2) < \dots < (\Delta f_6)$.

Таблиця 3. 29 – Структура таблиці Bandwidth – Смуги пропускання станцій радіоконтролю»

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
bandwidth_id	serial		ID смуги пропускання
type_src_id	integer		ID типу СРК
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 3.30 «Antena_from_post – Типи антен на постах контролю» призначена для збереження даних про типи антен, що використовуються засобами радіомоніторингу на постах контролю. При створенні таблиці вважалось, що на одному посту контролю для засобу радіомоніторингу 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 засобом радіомоніторингу, на одному і тому ж посту перетинатися не повинні».

Таблиця 3.30 – Структура таблиці «Antena_from_post – Типи антен на постах контролю»

Назва поля	Тип даних	Одиниця виміру	Опис
loc_src_from_post_id	integer		ID СРК 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 antena_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 3.31 «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 3.31 – Структура таблиці «Attenuation_fider_frequency – Залежність втрат у фідері від частоти»

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 3.32 «Src_sensitivity – Залежність чутливості СРК від частоти» призначена для збереження даних про значення чутливості засобу радіомоніторингу, яка вимірюється в заданих точках на шкалі частот для заданої смуги пропускання. Таблиця реалізує зв'язок «багато до багатьох» між таблицями points_on_fr_sc та bandwidth_id. Для отримання значення чутливості засобу радіомоніторингу 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 3.32 «Src_sensitivity».

Таблиця 3.32 – Структура таблиці «Src_sensitivity – Залежність чутливості СРК від частоти»

Назва поля	Тип даних, обмеження для поля	Одиниця виміру	Опис
points_on_fr_sc_id	integer		ID точки на шкалі частот
bandwidth_id	integer		ID смуги пропускання
sensitivity	double precision	дБм	Значення чутливості СРК
CONSTRAINT src_sensitivity_points_on_fr_sc_id_bandwidth_id_pk PRIMARY KEY (points_on_fr_sc_id, bandwidth_id), CONSTRAINT src_sensitivity_bandwidth_id_fk FOREIGN KEY (bandwidth_id) REFERENCES src.bandwidth (bandwidth_id) MATCH SIMPLE ON UPDATE CASCADE ON DELETE RESTRICT, CONSTRAINT src_sensitivity_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 3.33 «Src_sel_intermodulation – Залежність сприйнятливості СРК до інтермодуляції від частоти» призначена для збереження даних про значення сприйнятливості засобу радіомоніторингу до інтермодуляції, яка вимірюється в заданих точках на шкалі частот для заданої смуги пропускання. Таблиця реалізує зв'язок

«багато до багатьох» між таблицями `points_on_fr_sc` та `bandwidth_id`. Для отримання значення сприйнятливості засобу радіомоніторингу 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 3.33 – Структура таблиці «Src_sel_intermodulation – Залежність сприйнятливості СРК до інтермодуляції від частоти»

Назва поля	Тип даних	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>selectivity</code>	double precision	дБм	Значення сприйнятливості СРК 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 3.34 «Src_sel_prohibition – Залежність сприйнятливості СРК до блокування від частоти» призначена для збереження даних про значення сприйнятливості засобу радіомоніторингу до блокування, виміряного в заданих точках на шкалі частот для заданої смуги пропускання. Таблиця реалізує зв'язок «багато до багатьох» між таблицями `points_on_fr_sc` та `bandwidth_id`. Для отримання значення сприйнятливості засобу радіомоніторингу 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 3.34 «Src_sel_prohibition».

Таблиця 3.34 – Структура таблиці «Src_sel_prohibition – Залежність сприйнятливості СРК до блокування від частоти»

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 СРК 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 3.35 «Src_knd_fr – Залежність коефіцієнта підсилення антени СРК від частоти» призначена для збереження даних про значення коефіцієнту підсилення антени засобу радіомоніторингу, який вимірюється в заданих точках на шкалі частот для заданої смуги пропускання. Таблиця реалізує зв'язок «багато до багатьох» між таблицями points_on_fr_sc та antenna_type_id. Для отримання значення коефіцієнту підсилення антени 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 3.35 «Src_knd_fr».

Таблиця 3.35 – Структура таблиці «Src_knd_fr – Залежність коефіцієнта підсилення антени СРК від частоти»

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 СРК
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			

3.2 Розроблення програмного комплексу імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні і інтегрованих інформаційних систем моніторингу рухомих об'єктів

У цьому розділі в узагальненому вигляді викладені результати досліджень за п. 2.1 - 2.5 розділу 3 ТЗ на НДР «276». Результати цих досліджень доповідались на Міжнародних конференціях і опубліковані в періодичних виданнях [126 - 142].

Проведені інформаційно-аналітичний огляд і класифікація об'єктів повітряного, наземного і надводного базування, РЕЗ, що розміщуються на них, характеристик і параметрів їх радіовипромінювань свідчать про наступні особливості сучасної РЕОО:

- велику кількість класів, типів і режимів роботи РЕЗ, а також об'єктів - їх носіїв;
- широкий частотний діапазон радіовипромінювань всієї сукупності РЕЗ;
- наявність сигналів складної структури, особливо при використанні перспективних радіотехнологій радіолокації, радіонавігації та радіозв'язку;
- можливу непостійність (періодичність) роботи РЕЗ;
- спотворення параметрів радіовипромінювань як в антенно-фідерних трактах РЕЗ та СРМ, так і при поширенні радіохвиль (ПРХ) в атмосфері;
- існування перешкод і завадових сигналів;
- високу динамічність обстановки, особливо за наявності рухомих об'єктів.

На основі результатів досліджень, викладених у р. 3.1, була розроблена інформаційна технологія імітаційно-математичного моделювання динамічної РЕОО в реальному масштабі часу і структури АПСМ.

Інформаційна технологія включає базу знань (методи, моделі, методики, алгоритми), базу даних (цифрових карт місцевості (ЦКМ), об'єктів і РЕЗ, засобів моніторингу) і функціональне програмне забезпечення [133-134].

Технологія базується на методах теорії радіолокації, радіомоніторингу та електромагнітної сумісності (ЕМС).

Моделі технології використовуються для:

- імітаційно-математичного моделювання в заданих регіонах розміщення і траєкторій руху об'єктів, складу РЕЗ на об'єктах і параметрів їх радіовипромінювань;

- імітаційно-математичного моделювання топології розміщення і відображення характеристик засобів радіомоніторингу інтегрованих АПСМ;

- математичного моделювання втрат і напруженості поля на трасі РРХ «радіовипромінювальний об'єкт - засіб моніторингу» відповідно до Рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) (вільний простір, Р.1546, Р.526) [136], з урахуванням рельєфу та забудови місцевості;

- математичного моделювання характеристик діаграм спрямованості антен взаємодіючих засобів радіомоніторингу і РЕЗ відповідно до рекомендації СЕРТ Т/Р 25-08 [137].

Методики та алгоритми технології визначають правила і порядок виконання таких функцій:

- супровід БД цифрових карт місцевості (включення/вимикання та налаштування відображення шарів карти, об'єктів карти та їх елементів, значків засобів радіомоніторингу та РЕЗ, а також зон спостереження засобів радіомоніторингу);

- ведення БД радіовипромінювальних об'єктів (базування, класів, типів, радіоелектронного обладнання), їх РЕЗ (класів, типів, режимів роботи) і сигнатур радіовипромінювань (параметрів сигналів) для кожного режиму роботи РЕЗ;

- ведення БД засобів радіомоніторингу (класів, типів) та їх тактико-технічних характеристик (діапазонів робочих частот, антенних систем, приймально-передавальних систем, вимірювані координатні та/або сигнальні параметри, а також точності їх визначення);

- створення сценаріїв РЕОО (вибір класів і типів об'єктів, їх початкових координат і параметрів руху, класів РЕЗ, режимів їх роботи і параметрів радіовипромінювань);

- формування необхідної структури АПСМ (вибір класів і типів засобів радіомоніторингу та координат розміщення);

- визначення напрямку від засобу радіомоніторингу на довільне РЕЗ, дальності до РЕЗ та рівня еквівалентної ізотропно-випромінюваної потужності передавача РЕЗ за його технічними характеристиками;
- вибору відповідної моделі згідно з Рекомендаціями МСЕ для оцінювання в діапазоні частот від 30 МГц до 18 ГГц втрат на трасі ПРХ;
- оцінювання рівня втрат і напруженості поля на трасі ПРХ від будь-якого РЕЗ до певного засобу радіомоніторингу, розрахунок рівня сигналу РЕЗ на вході радіоприймального пристрою засобу радіомоніторингу згідно обраної моделі поширення радіохвиль з урахуванням умов і траси ПРХ;
- оцінювання для заданих умов зон спостереження активних і пасивних засобів моніторингу, розташованих на певній території;
- візуальне відображення складної динамічної РЕОО, засобів моніторингу АПСМ і їх зон спостереження на цифровій карті місцевості;
- збереження у файлах на диску і відтворення з них результатів імітаційно-математичного моделювання.

Базовими у забезпеченні виконання зазначеного функціоналу в програмно-алгоритмічному комплексі є вирази (3.16 – 3.20) і співвідношення для визначення рівня корисного сигналу або завади на вході радіоприймального пристрою засобу моніторингу і відповідні критерії [134]

$$P_{C(II)} = P_T - \alpha_T + G_T(\beta_{TR}, \varepsilon_{TR}) - L_{TR}(d) - K_{II} + G_R(\beta_{RT}, \varepsilon_{RT}) - \alpha_R - FDR_{TR}(\Delta f), \quad (3.21)$$

$$P_C \geq P_{Rmin} \text{ и } P_{II} \leq P_{II.дон}$$

де P_T – потужність передавача РЕЗ;

α_T та α_R – втрати в антенно-фідерних трактах відповідно РЕЗ та засоби моніторингу;

$G_T(\beta_{TR}, \varepsilon_{TR})$ – коефіцієнт підсилення антени РЕЗ у напрямку на засіб моніторингу;

$L_{TR}(d)$ – втрати сигналу на трасі ПРХ;

K_{II} – коефіцієнт неспівпадання поляризації антен РЕЗ та засобу моніторингу;

$G_R(\beta_{RT}, \varepsilon_{RT})$ – коефіцієнт посилення антени засобу радіомоніторингу в

напрямку на РЕЗ;

$\beta_{TR}, \beta_{RT}, \varepsilon_{TR}, \varepsilon_{RT}$ - азимуту і кути місця відповідно;

$FDR_{TR}(\Delta f)$ – коефіцієнт, що враховує втрати за рахунок неспівпадання смуг і робочих частот випромінювання передавача РЕЗ і приймача засобу моніторингу;

$P_{R_{мин}}$ та $P_{П.доп}$ - відповідно чутливість і потужність перешкоди на вході приймача засобу моніторингу.

В ході досліджень були визначені комплексна структура і склад системи імітаційно-математичної моделювання РЕОО в заданому регіоні та інтегрованої АПСМ. В результаті був створений програмний комплекс, який реалізує зазначені моделі і алгоритми. Узагальнена структурна схема програмного комплексу з найменуванням за призначенням відповідних модулів представлена на рис.3.16.

Програмний комплекс забезпечує автоматизовані процедури виконання вищезазначених функцій для заданих вхідних даних та зберігання результатів розрахунку в БД і розроблений на основі модульного підходу [135]. Модульний підхід, що використовується, дозволяє гнучко нарощувати або вдосконалювати програмне забезпечення за рахунок додавання нових модулів або зміни вже існуючих. При цьому дані зміни не позначаються на інших частинах системи. В якості СУБД використовується PostgreSQL з розширенням PostGIS. Дані системи є безкоштовними і мають високу продуктивність при роботі з геоінформаційними даними. В якості підсистеми візуалізації геоінформаційних даних в комплексі використовується технологія OpenGL. Такий підхід дозволив істотно прискорити процес обробки геоданих (карта місцевості, зони покриття, місця розташування СРК та ін.) в порівнянні з аналогічними системами (DirectX, GDI API). Функціональне програмне забезпечення комплексу розроблено за технологією об'єктно-орієнтованого програмування. Базовими мовами програмування є об'єктно-орієнтовані середовища програмування типу Visual C ++, Delphi.

Для виконання зазначених функцій у програмному комплексі реалізовані наступні режими роботи:

- «Карта»;
- «Сценарій РЕОО»;
- «Моделювання РЕОО»;
- «Моделювання АПСМ»;
- «Втрати на трасі ПРХ»;
- «Зони спостереження засобів моніторингу».

Режим «Карта» призначений для налаштування і відображення ЦКМ з можливостями зміни масштабу, скролінгу, визначення та відображення географічних координат кожної точки місцевості, траси ПРХ, відстані і азимута між двома довільними точками. Формат цифрових карт які використовуються: shp - файли стандарту ESRI (включаючи додаткові файли - індексний і файл бази даних).

Після запуску програмний комплекс автоматично переходить в режим «Карта» відображення ЦКМ. На екрані монітора користувача з'являється головне вікно, вигляд якого надано на рис. 3.17.

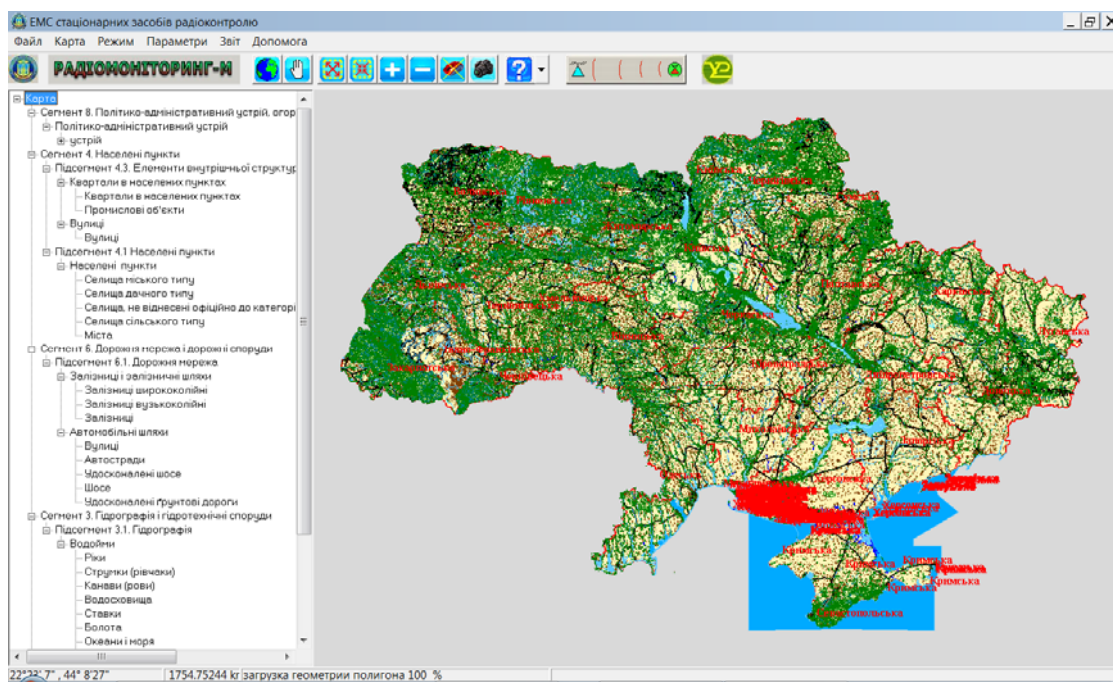


Рисунок 3.17 – Вигляд вікна програми в режимі «Карта»

В області відображення електронної карти в даному випадку відображається ЦКМ України з можливостями управління відображенням, яке здійснюється модулем управління ГІС за допомогою кнопок швидкого доступу. Для прикладу на рис. 3.18 наведено проскролінгований і відмасштабований фрагмент м. Києва.

В області налаштування відображення шарів карти у вигляді деревовидної структури відображаються сегменти, підсегменти, узагальнюючі об'єкти та елементи цифрової карти, а також можуть відображатись позначки РЕЗ та засобів радіомоніторингу і зони радіодоступності, що зберігаються в базі даних. За допомогою контекстного меню, вигляд якого залежить від типу елементу, користувач може увімкнути або вимкнути відображення сегменту карти, підсегменту у межах сегменту, узагальнюючих об'єктів та їх елементів, а також зон радіодоступності, позначок засобів радіомоніторингу та РЕЗ.

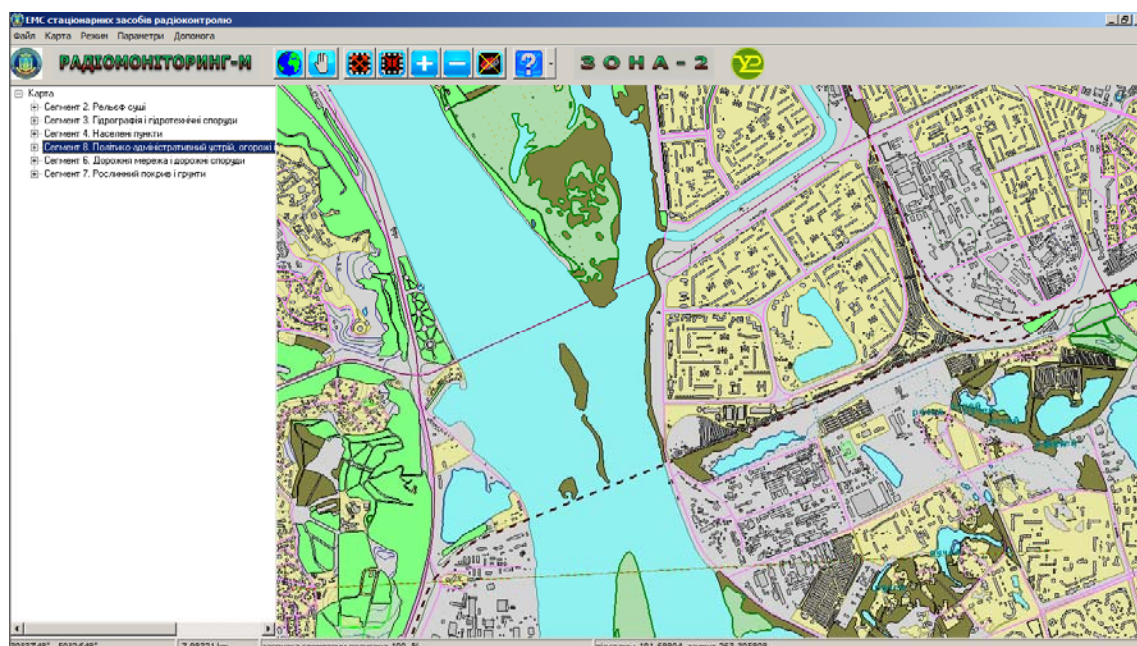


Рисунок 3.18 – Вигляд вікна програми в режимі «Карта» з відображенням фрагменту м. Києва

Супроводження БД ЦКМ здійснюється за допомогою програмного модуля налаштування/завантаження ЦКМ, вигляд вікна якого наведено на рис. 3.19.

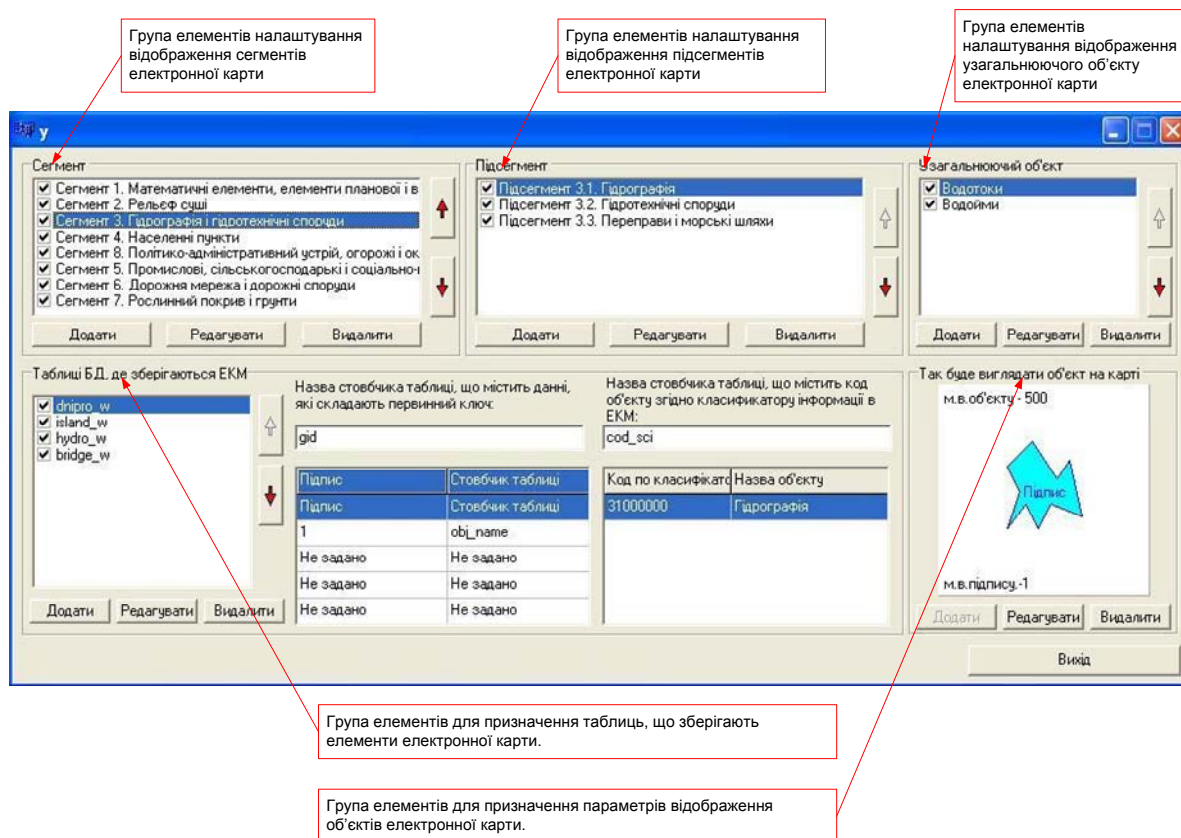


Рисунок 3.19 – Вікно програми налаштування відображення електронної карти

Вікно містить наступні групи елементів, які дозволяють проводити:

- налаштування відображення сегментів електронної карти;
- налаштування відображення підсегментів електронної карти;
- налаштування відображення узагальнюючого об'єкту електронної карти;
- призначення таблиць, що зберігають елементи електронної карти;
- призначення параметрів відображення об'єктів електронної карти.

Інтерактивний режим «Сценарій РЕОО» служить для формування необхідного варіанту радіоелектронно-об'єктової обстановки. Вихідні дані для початкової обстановки сценарію складає користувач програмного комплексу відповідно до виразу (3.16) у табличному вигляді, фрагмент якого для семи об'єктів повітряного базування представлений в табл. 3.36. При формуванні початкової обстановки задаються класи та типи об'єктів, їх кількість, класи та типи РЕЗ на об'єктах, режими їх роботи і відповідні їм сигнатури радіовипромінювань.

Таблиця 3.36 – Фрагмент вихідних даних початкової обстановки сценарію РЕОО

Дані		Тип об'єкту	Стац./ рух.	№ скл ад. об'є кту	Режи м робо ти (ID)	Тип РЕЗ (NS)	Табл иця БД STM	Найменування РЕЗ	Координати точки стояння (початкові координати)			Параметри траєкторії							
												еліптичної							
												кругової							
									x ₀	№ пакету	№ об'єкт	лінійної							x ₀
№ пакету	№ об'єкт	3	4	5	6	7	8	9	10	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	ДРЛОУ AWACS	1	1	25	1	kv	р/с АПД об обстановке AN/ARC-194	119.266	22.911	10	900	230	+	20	119.114	23.022	20	90
					27	2	kv	р/с ОКС (с авиабазой, с ЦУО и т.д.) AN/ARC-194	119.266	22.911	10	900	230	+	20	119.114	23.022	20	90
					29	4	rt	р/с оповещения и передачи данных JTIDS AN/ARC-181	119.266	22.911	10	900	230	+	20	119.114	23.022	20	90
					31	3	kv	р/с оповещения об обстановке AN/ARC-194	119.266	22.911	10	900	230	+	20	119.114	23.022	20	90
					33	1	rtms	РЛЗ AN/APX-103	119.266	22.911	10	900	230	+	20	119.114	23.022	20	90
					37	1	rt	РЛС ДРЛОУ AN/APY-2 режим 1	119.266	22.911	10	900	230	+	20	119.114	23.022	20	90
					49	2	rtms	РЛО AN/APX-101	119.266	22.911	10	900	230	+	20	119.114	23.022	20	90
1	2	ДРЛОУ AWACS	1	5	37	1	rt	РЛС ДРЛОУ AN/APY-2 режим 1	121.322	25.522	9	900	40	-	20	121.157	25.613	20	90
					39	2	rt	РЛС ДРЛОУ AN/APY-2 режим 2	121.322	25.522	9	900	40	-	20	121.157	25.613	20	90
					29	4	rt	р/с оповещения и передачи данных JTIDS AN/ARC-181	121.322	25.522	9	900	40	-	20	121.157	25.613	20	90
					3	2	ukv	р/с 1 связи с ЦУО, ВКП, КП ЗРК AN/ARC-192	121.322	25.522	9	900	40	-	20	121.157	25.613	20	90
					7	4	ukv	р/с 2 связи с ЦУО, ВКП, КП ЗРК AN/ARC-192	121.322	25.522	9	900	40	-	20	121.157	25.613	20	90
					11	6	ukv	р/с 3 связи с ЦУО, ВКП, КП ЗРК AN/ARC-192	121.322	25.522	9	900	40	-	20	121.157	25.613	20	90
	3	F16	1	1	21	74	rt	МФРЛС AN/APQ-68 (ОСЦ)	118.537	21.972	9.5	960	270	+	50				
					23	76	rt	МФРЛС AN/APQ-68 (ОСЦ)	118.537	21.972	9.5	960	270	+	50				
					31	65	ukv	Р/с AN/ARC-186	118.537	21.972	9.5	960	270	+	50				
					37	81	rt	СПД "JTIDS" AN/URS-107	118.537	21.972	9.5	960	270	+	50				
	4	F16	1	7	3	17	rtms	Запросчик AN/APX-76	118.555	21.970	9.5	960	270	+	50				
					15	21	rt	МФРЛС AN/APQ-68 (ОСЦ)	118.555	21.970	9.5	960	270	+	50				
					35	80	rt	Радиовысотомер AN/APY-222	118.555	21.970	9.5	960	270	+	50				
	5			2	17	73	rt	МФРЛС AN/APQ-68 (ОСЦ)	118.501	22.870	10.5	960	90	+	50				
					33	66	ukv	Р/с AN/ARC-186	118.501	22.870	10.5	960	90	+	50				
					37	81	rt	СПД "JTIDS" AN/URS-107	118.501	22.870	10.5	960	90	+	50				
	6	F16	1	8	5	18	rtms	Запросчик AN/APX-76	118.516	22.870	10.5	960	90	+	50				
					25	78	rt	МФРЛС AN/APQ-68 (ОСЦ)	118.516	22.870	10.5	960	90	+	50				
					35	80	rt	Радиовысотомер AN/APY-222	118.516	22.870	10.5	960	90	+	50				
	7	F16	1	3	19	75	rt	МФРЛС AN/APQ-68 (ОСЦ)	119.3310	22.849	10	960	230	+	30	119.114	23.022	30	90
					15	21	rt	МФРЛС AN/APQ-68 (ОСЦ)	119.3310	22.849	10	960	230	+	30	119.114	23.022	30	90
					29	64	ukv	Р/с AN/ARC-164	119.3310	22.849	10	960	230	+	30	119.114	23.022	30	90

Потім за допомогою програмного модуля створення сценарію РЕОО вибрані об'єкти розміщуються в повітряному, наземному або надводному просторі (рис. 3.2.5) і задаються параметри траєкторії рухомих об'єктів (вид траєкторії, висота, швидкість і т.д.). Далі розраховуються часові інтервали роботи кожного РЕЗ в заданих режимах і визначається загальна тривалість сценарію. Після підготовки початкової обстановки за допомогою стандартної програми за вихідними даними формується текстовий файл, який містить інформацію про склад і параметри цифрової карти і її шарів, інформацію про картографічні параметри стаціонарних і динамічних об'єктів і шарів, на яких вони розташовані. Даний файл записується в БД і є стартовим для запуску імітаційної моделі РЕОО.

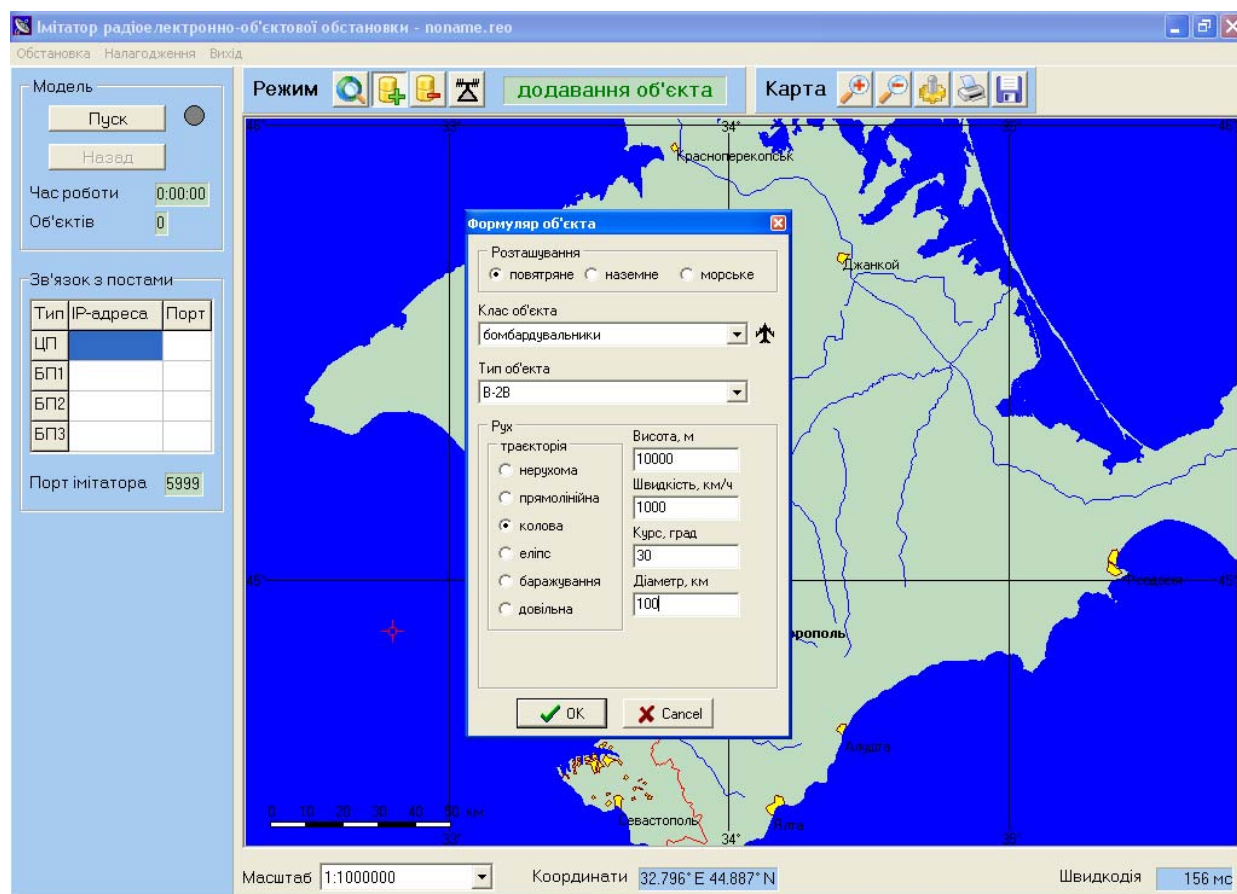


Рисунок 3.20 – Вікно програми створення сценарію РЕОО

Ведення БД радіовипромінювальних об'єктів (базування, класів, типів, радіоелектронного обладнання), їх РЕЗ (класів, типів, режимів роботи) і сигнатур

радіовипромінювань (параметрів сигналів) для кожного режиму роботи РЕЗ забезпечується модулем редагування/завантаження БД РЕОО, у вікні якого (рис. 3.21) відображені всі перераховані дані.

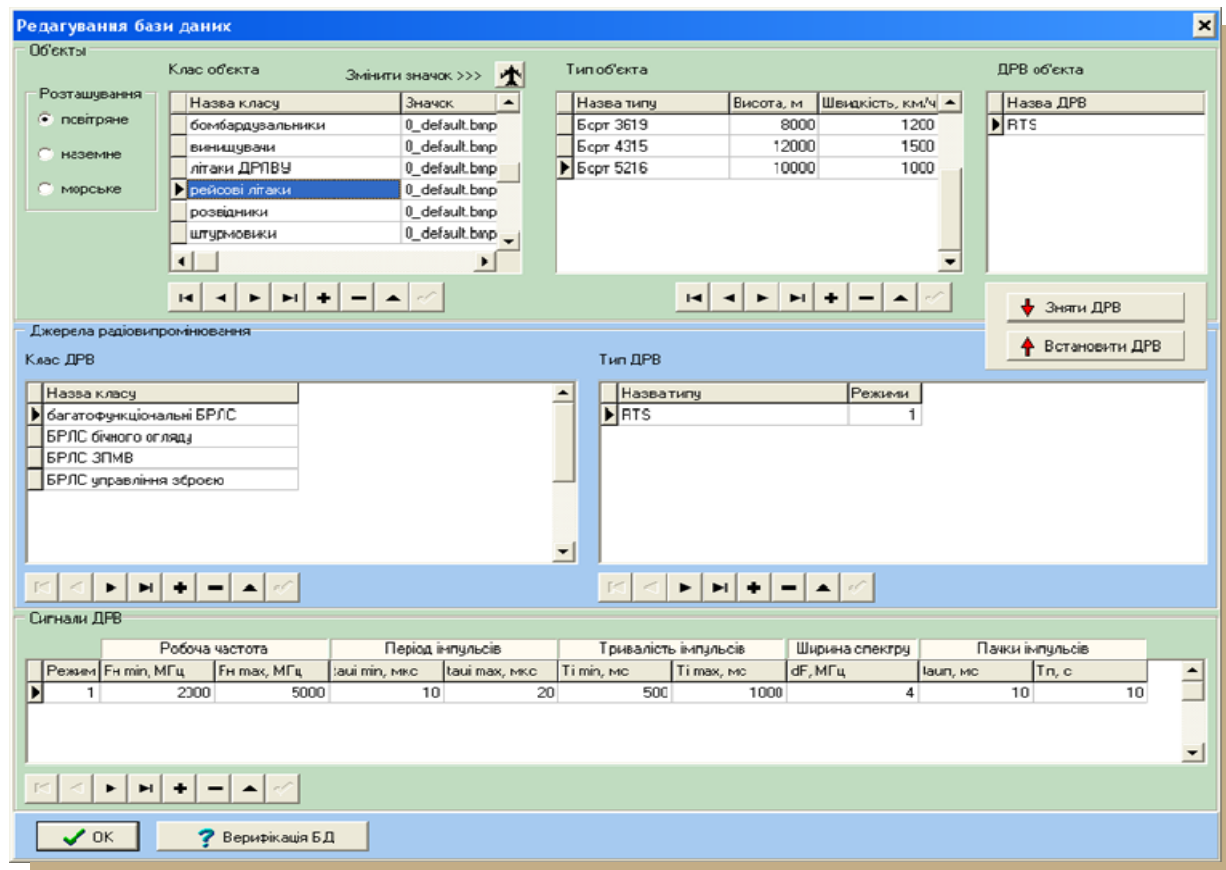


Рисунок 3.21 – Вікно програми ведення БД РЕОО

Режим «Моделювання РЕОО» призначений для імітації динамічної РЕОО відповідно до створеного сценарію. У модулі імітації РЕОО формуються інформаційні пакети з кроком $\Delta t_n = (10-30)$ с на розсуд користувача, що містять координатну і сигнальну інформацію про кожен об'єкт, режимах роботи і параметрах радіовипромінювання його РЕЗ в кожен момент часу t_n . При цьому координатні і сигнальні параметри піддаються зашумленню відповідно з рівномірним законом розподілу, поріг якого визначається дисперсією і може встановлюватися користувачем. При запуску модуля імітації РЕОО здійснюється переміщення об'єктів відповідно з заданими параметрами руху і масштабі реального

часу з відображенням на цифровій карті (рис. 3.22). Одночасно, в задані моменти часу формуються параметри радіовипромінювань відповідно з поточним режимом роботи РЕЗ і встановленим ступенем їх зашумлення.

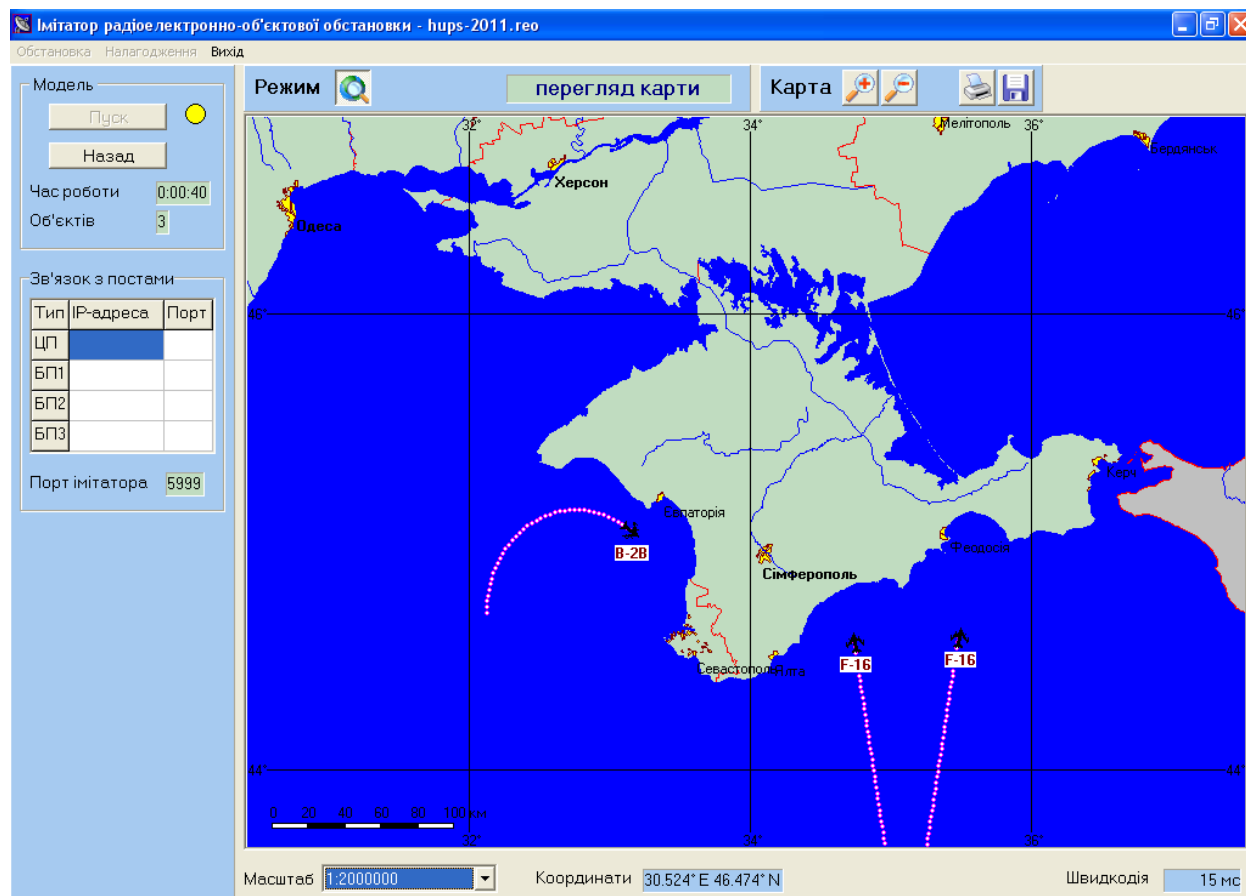


Рисунок 3.22 – Вікно програми моделювання РЕОО

На рис. 3.23 наведено узагальнений алгоритм формування траєкторій переміщення N_m^b об'єктів в масштабі реального часу. Для кожного n -го об'єкта задаються і на кожному кроці Δt_n розраховуються: x_n , y_n - координати (довгота, широта), град; V_n - швидкість, км/год; α_n - курс, град, h_n - висота, м; BT_n , $P1_n$, $P2_n$ - вид і параметри траєкторії згідно табл. 3.36.

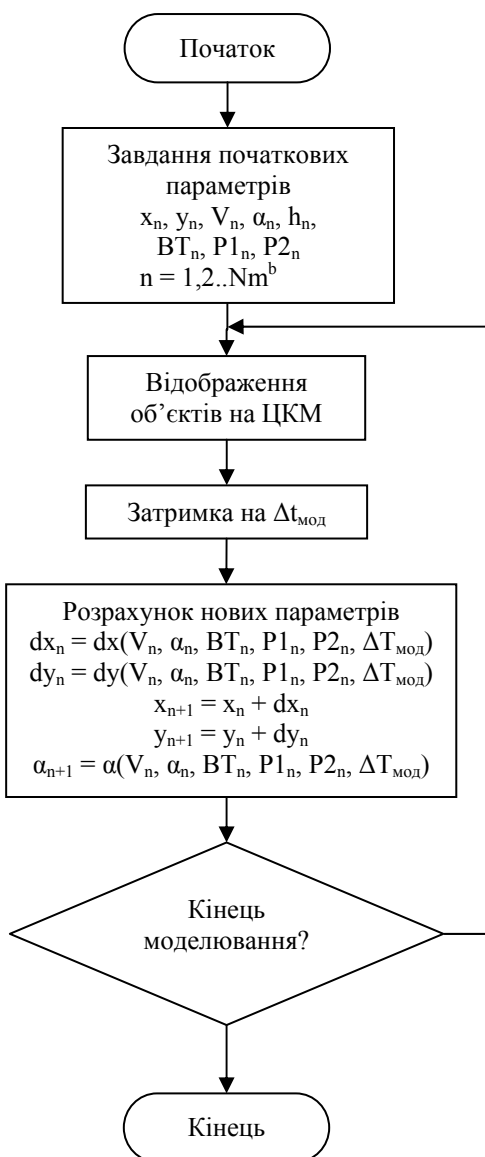


Рисунок 3.23 – Узагальнений алгоритм моделювання траєкторій рухомих об'єктів

Рис. 3.24 ілюструє результат моделювання існуючих стаціонарних радіостанцій УКХ діапазону у Дніпропетровському регіоні з позначеннями: в зеленому колі - доступні для радіомоніторингу РС, в білому квадраті - недоступні для радіомоніторингу РС і в бузковому квадраті - недоступні для радіомоніторингу групи РС.

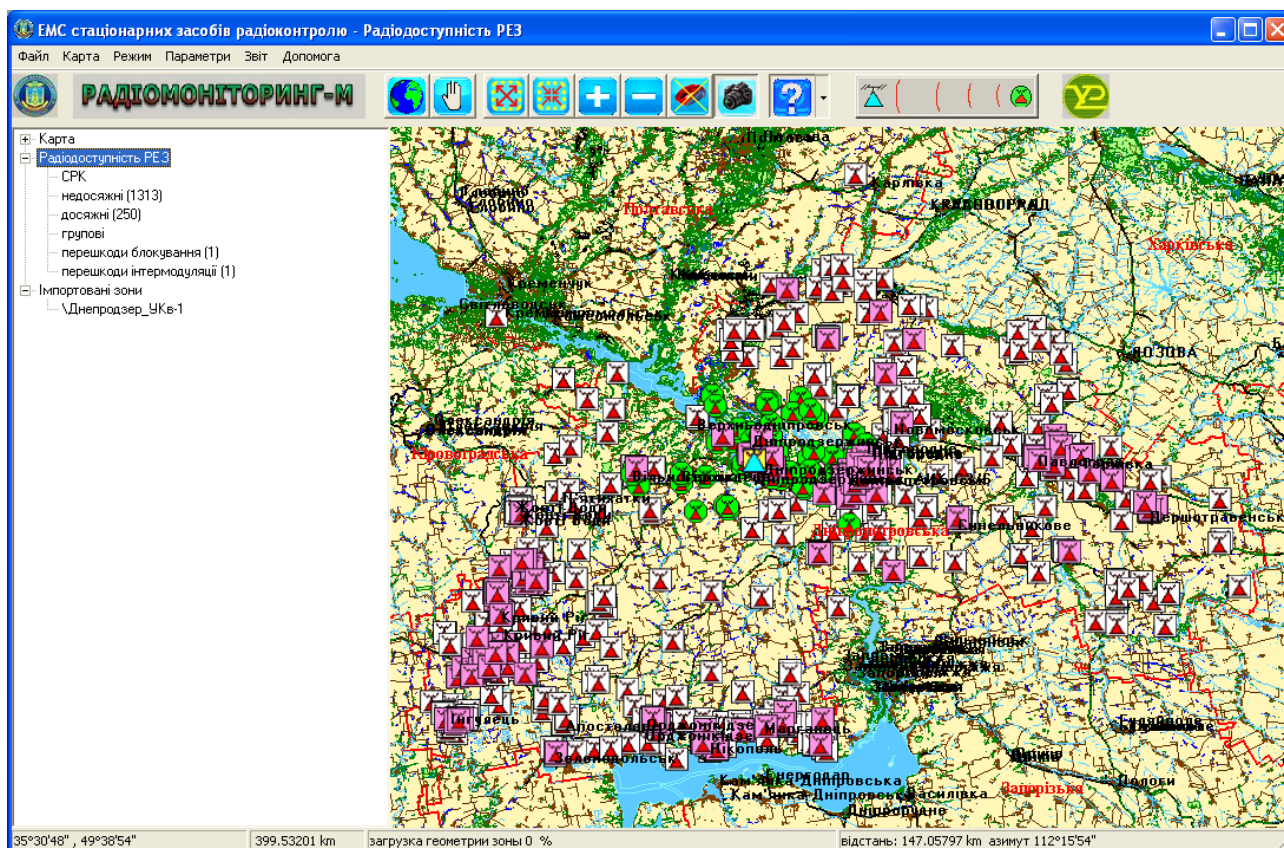


Рисунок 3.24 – Результат моделювання існуючих стаціонарних радіостанцій УКХ діапазону в Дніпропетровському регіоні

Режим «Моделювання АПСМ» - реалізує можливості моделювання і відображення складу, розміщення, типів, характеристик і параметрів, що досліджуються, та діючих угруповань засобів радіомоніторингу АПСМ згідно (3.20) і реалізований аналогічно створенню сценарію РЕОО. На рис 3.25 наведено результат моделювання віртуальної інтегрованої АПСМ, що складається з наведених в р. 3.1.2 радіолокаційних, радіо та радіотехнічних засобів моніторингу. Рис 3.26 ілюструє результат моделювання реального угруповання засобів радіомоніторингу на території України пасивної національної системи моніторингу ефективності використання радіочастотного ресурсу.

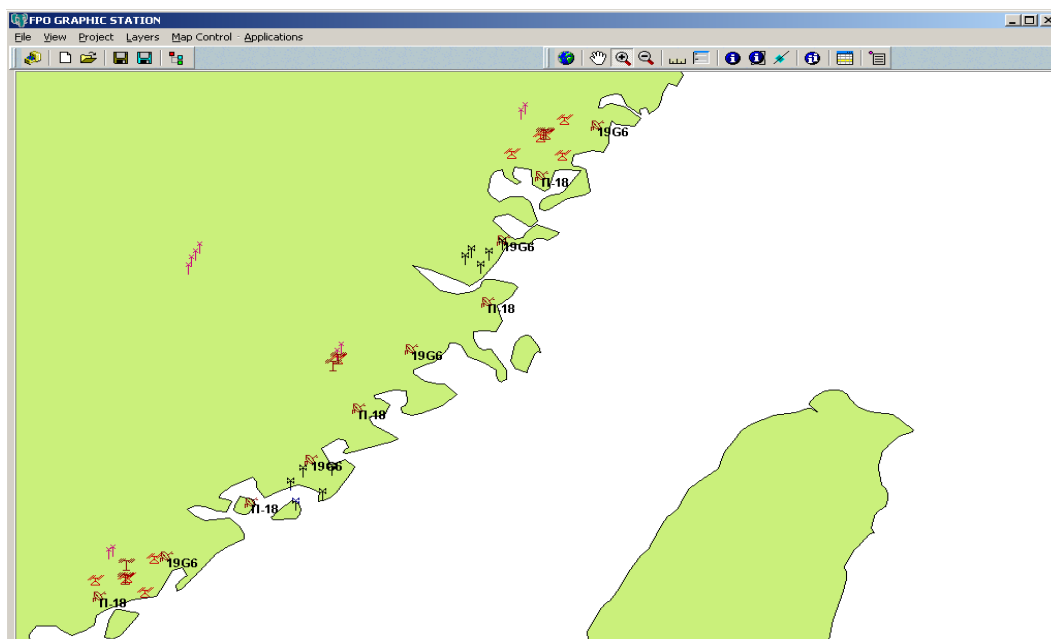


Рисунок 3.25 – Результат моделювання віртуальної АПСМ

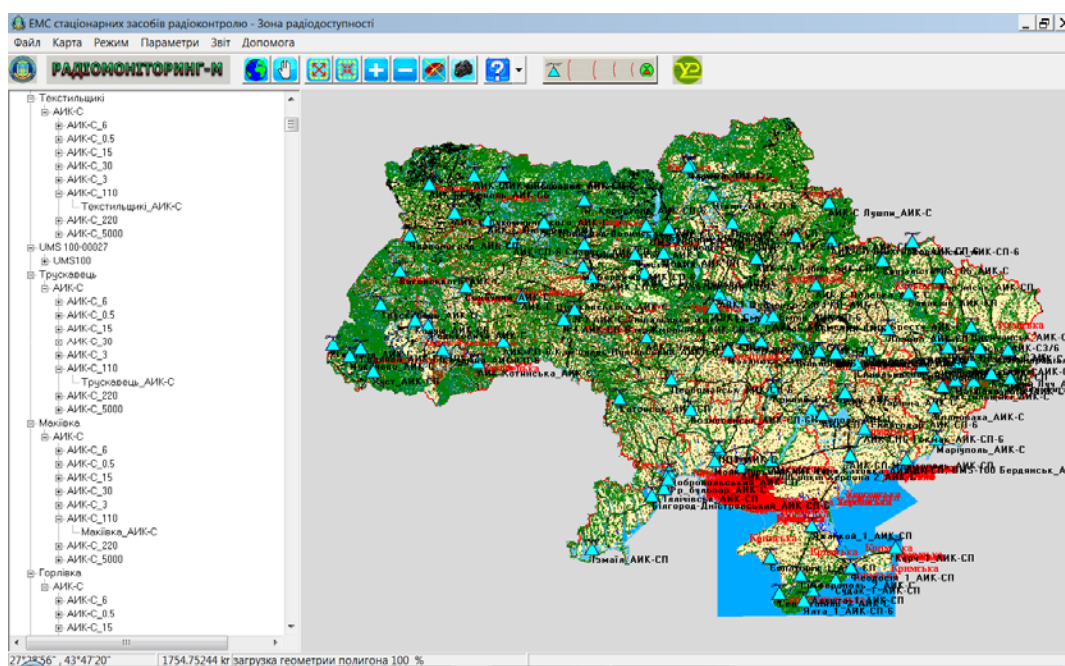


Рисунок 3.26 – Модель існуючого угруповання засобів радіомоніторингу на території України

Ведення БД засобів радіомоніторингу (класів, типів) та їх тактико-технічних характеристик (діапазонів робочих частот, антенних систем, приймально-передавальних систем, вимірювані координатні та/або сигнальні параметри, а також точності їх визначення) реалізується за допомогою модуля

редагування/завантаження БД АПСМ. У вікні програми модуля по занесенню і завантаженню ЗРМ і ЗРТМ (рис. 3.27) присутні всі вище перелічені параметри, які використовуються в подальших розрахунках.

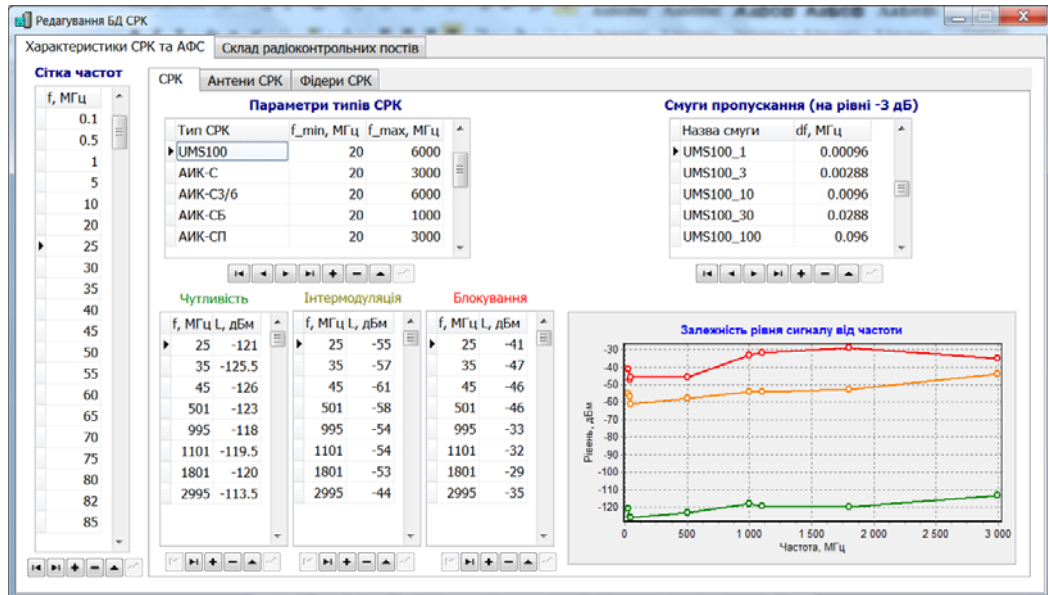


Рисунок 3.27 – Вікно редагування БД по СРМ і СРТМ

Одним з основних завдань, що вирішуються при моделюванні РЕОО і систем її моніторингу, є розрахунок напруженості поля в точці розміщення станції моніторингу або рівня сигналу на вході радіоприймального пристрою (РПП). Ці розрахунки базуються на обчисленні втрат сигналу на трасі ПРХ від об'єкта (відбитого) або від РЕЗ (випроміненого) до СРК. В режимі роботи програмного комплексу «Втрати на трасі ПРХ» відповідний модуль вирішує завдання автоматизованого розрахунку (рис. 3.26):

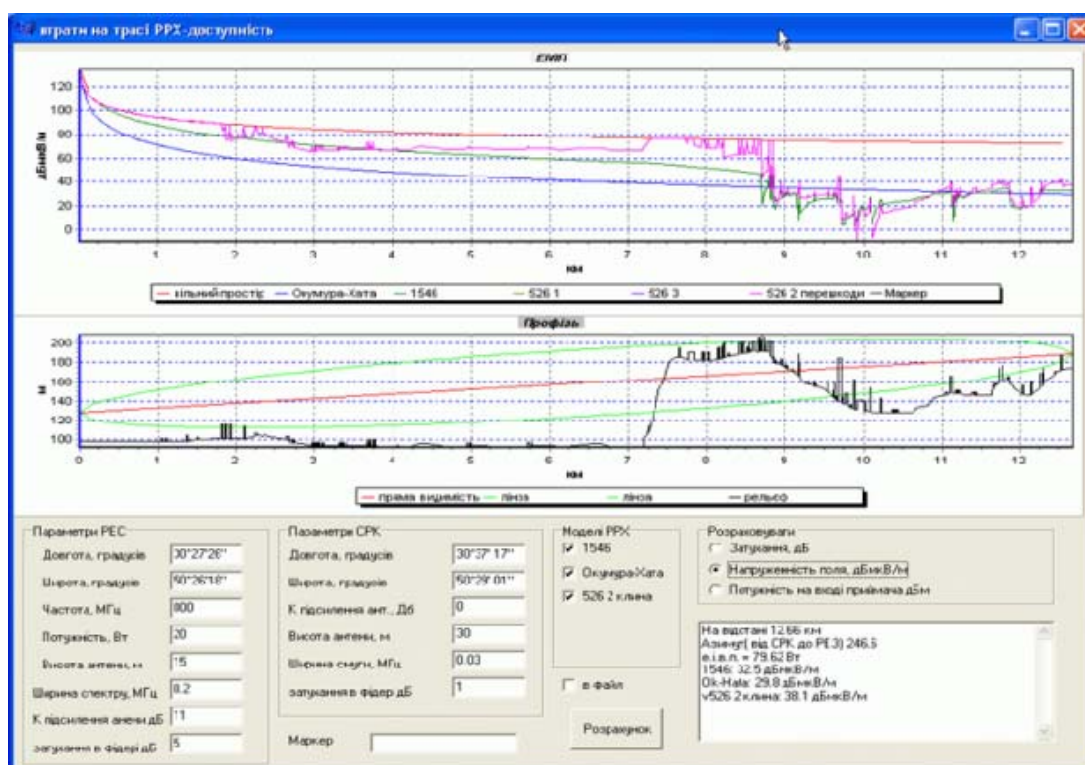
- траси ПРХ з урахуванням рельєфу та забудови місцевості, еліпса Френеля, еквівалентній ізотропній випромінюваній потужності передавача РЕЗ, відстані і азимута між початковою і кінцевою точками траси;
- рівня втрат на трасі поширення радіохвиль за моделями відповідно Рекомендаціями ІТУ-Р: Р.525-2 (вільний простір), Р.526-12 (дифракційна) Р.1546-4 (пункту із зоною) і методу Окумура-Хата;
- рівня напруженості поля в заданих точках траси поширення радіохвиль;
- потужності сигналу на вході радіоприймальних пристроїв засобів

радіомоніторингу.

Дані розрахунки необхідні в першу чергу для побудови зон спостереження за об'єктами і РЕЗ.



а)



б)

Рисунок 3.28 – Результати визначення траси ПРХ на території м. Києва (а) і розрахунку напруженості поля за 4 вказаними моделями для заданих у відповідних полях параметрів ЗРМ і РЕЗ (б)

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, яка не має обмежень по частотному діапазону. Для швидкого оціночного розрахунку і порівняльного аналізу результатів моделювання, коли дозволяють діапазони частот і висоти антен, доцільно використовувати модель за методом Окумура-Хата.

Режим «Зони спостереження засобів моніторингу» призначений для оцінювання при заданих умовах зон спостереження радіовідбиваючих і радіовипромінюючих об'єктів активними і пасивними засобами моніторингу, розташованими на певній території. Відповідно до методики (див. р. 3.1.3) був розроблений алгоритм розрахунку зон радіодоступності СРМ і СРТМ.

При розробці алгоритму побудови зони радіодоступності передбачалося:

- результати розрахунків в пам'яті ЕОМ зберігаються у вигляді вектора, що містить структури змінної довжини. Кожна зі структур - елементів вектора містить дані про ділянки, які належать і не належать зоні радіодоступності в напрямку, який визначено азимутом із точки стояння станції РК, номер якого відповідає номеру елемента вектора;

- дані про рельєф зберігаються в електронній карті у векторному форматі у вигляді ліній рівних висот;

- для роботи з просторовими даними використовуються функції, що надаються просторовою СУБД.

Схема алгоритму зображена на рисунку 3.29.

Алгоритм побудови зона радіодоступності передбачає такі дії.

Блок 1 «Задати параметри еталонного РЕЗ».

Блок 2 «Локалізувати територію побудови зони радіодоступності».

Територія локалізується кругом з центром в точці розміщення СРМ (X_0 , Y_0) і радіусом $d_{\max}$, який обчислюється відповідно до виразу [138]:

$$d_{\max} = 10^{\frac{\log(P_t) - P_r - 32,4 - 20 \log(f)}{20}}, \text{ км} \quad (3.22)$$

Блок 3 «Задати початкове значення азимуту α . Для кожної ітерації алгоритму проводити розрахунки для поточного азимуту»

При кожній з ітерацій алгоритму виконуються розрахунки для поточного значення азимуту.

Блок 4 «Знайти точки перетину ліній рівних висот з відрізками $[A, B]$ $A(X, Y)$, $X = X_0 + d_{max} \cdot \sin(\alpha)$, $Y = Y_0 + d_{max} \cdot \cos(\alpha)$, $B(X_0, Y_0)$ ».

Блок 5 «Для кожної з точок перетину відрізка $[A, B]$ з лініями рівних висот прийняти рішення про належність цих точок до зони радіодоступності».

Таким чином, відрізок $[A, B]$ поділяється на декілька ділянок. Межі ділянок визначаються точками перетину відрізка $[A, B]$ з лініями рівних висот.

Блок 6 «Для кожної з ділянок відрізка $[A, B]$, на кінцях якої прийнято протилежні рішення, уточнити межу зони радіодоступності».

Межу зони радіодоступності уточнюють методом ділення навпіл. Знаходять координати точки, яка ділить ділянку навпіл, і для цієї точки приймають рішення про її приналежність до зони радіодоступності. Таким чином, задана ділянка поділяється на дві. Для подальшого уточнення з двох ділянок обирають ту, на кінцях якої прийняті протилежні рішення про приналежність до зони радіодоступності. Для обраної ділянки повторюють описану ітерацію. Умовою для припинення ітераційного процесу ділення навпіл може бути задана різниця між розрахованою потужністю сигналу від еталонного РЕЗ та чутливістю приймача СРК.

Блок 7 «Зберегти дані про межу зони радіодоступності для поточного азимуту».

Блок 8 « $\alpha = \alpha + \Delta\alpha$ »

Збільшити значення поточного азимуту на величину кроку алгоритму.

Блок 9 Рішення « $\alpha < 360^\circ$ »

Чи знайдено межі зони радіодоступності для всіх азимутів? Відповідь «Так» – закінчення роботи алгоритму. Відповідь «Ні» – перехід до Блоку 4.

Наведений алгоритм реалізований в розробленому програмному комплексі у вигляді програмного модуля розрахунку зон спостереження. Можливості модуля

ілюструються наведеними на рис 3.30 розрахованими зонами. Час на розрахунок однієї зони ЕМД в залежності від рельєфу, забудови місцевості і дискретності відкликів по азимуту становить від 15 до 120 хвилин.

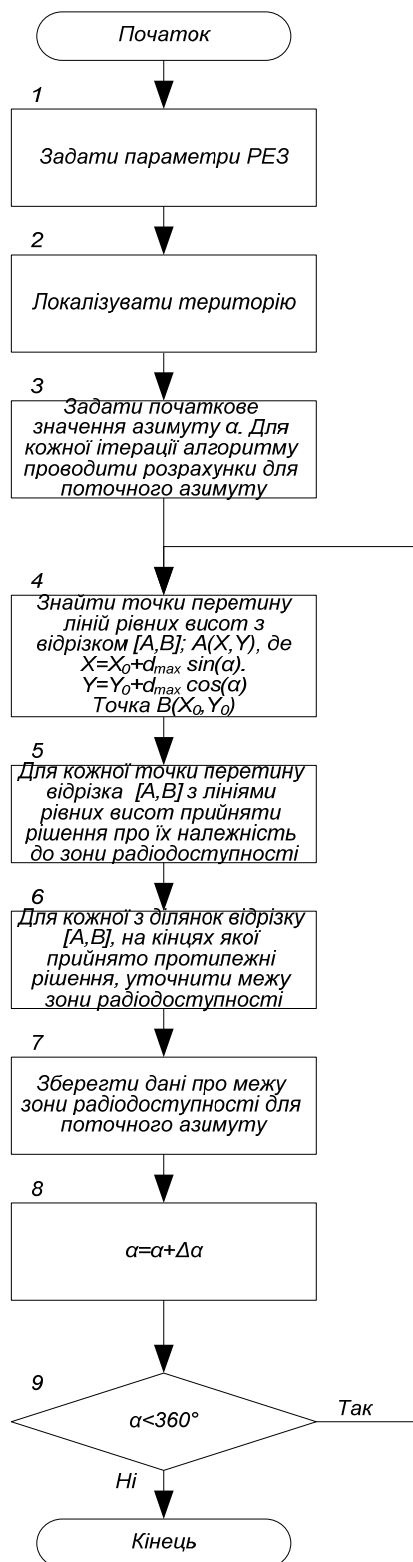
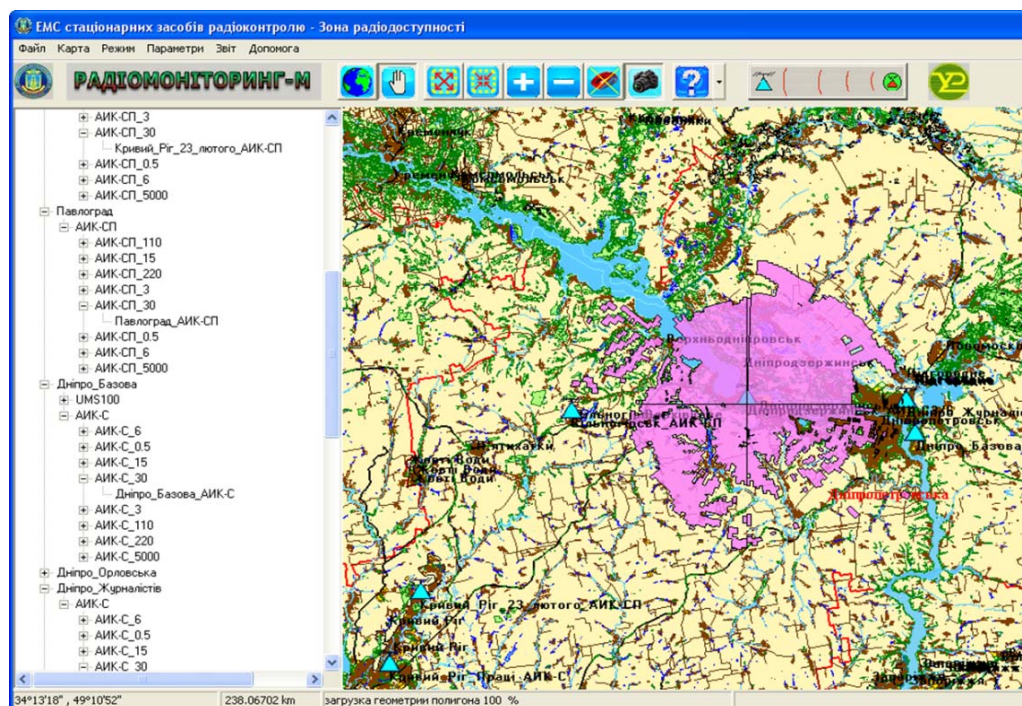
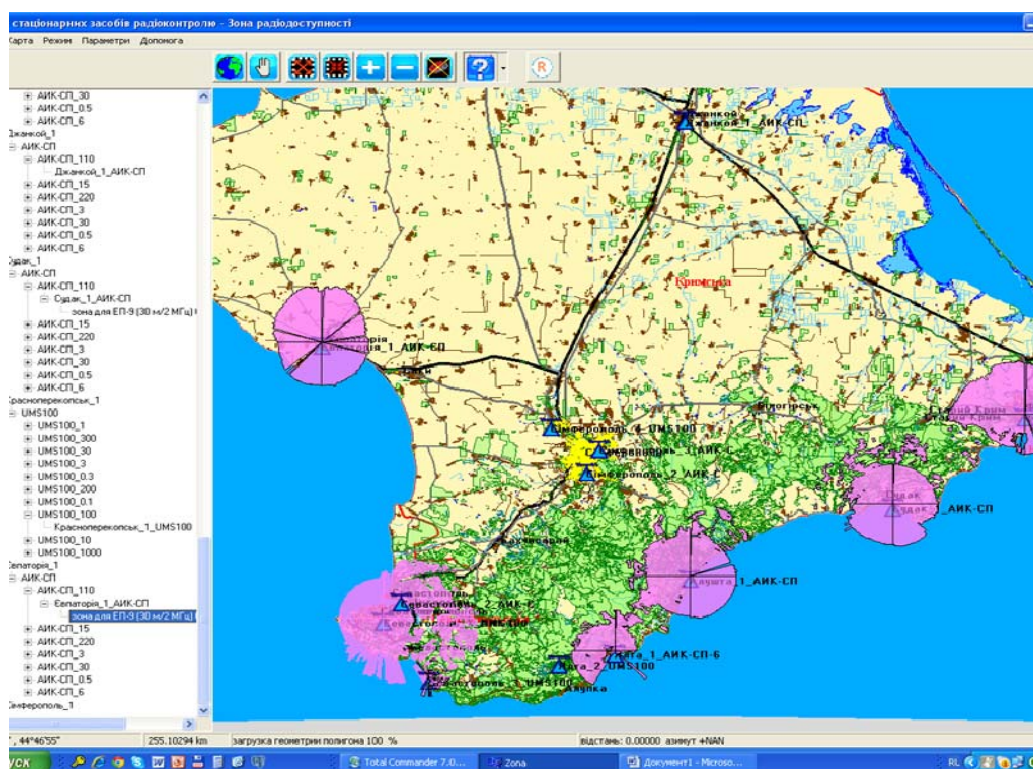


Рисунок 3.29 – Схема алгоритму розрахунку зони спостереження



а)



б)

Рисунок 3.30 - Результати розрахунку зон радіодоступності одиночного СРМ типу АІК-С (а) в Дніпропетровському регіоні й угруповання СРМ типу АІК-С по радіотехнології GSM-900 (б) на території Криму

Розроблена методика та програмно-алгоритмічне забезпечення розрахунку зон спостереження з достатньою для практики точністю дозволяють оцінювати можливості як діючих, так і перспективних ЗРМ і ЗРТМ за територіально-частотного охопленням радіомоніторингу випромінювань як існуючих, так і перспективних РЕЗ.

Таким чином, створена інформаційна технологія реалізує широкі можливості по моделюванню різних вихідних даних РЕОО і варіантів побудови активно-пасивних і пасивних систем моніторингу. Дозволяють істотно знизити інтелектуальні, фінансові та часові витрати на створення таких систем радіомоніторингу. Технології у вигляді інформаційно-розрахункової системи впроваджена і використовується за призначенням на Державному підприємстві "Український державний центр радіочастот", що підтверджено актом впровадження і двома свідоцтвами.

РОЗДІЛ 4 ТЕХНОЛОГІЇ СТВОРЕННЯ ІНТЕГРОВАНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ МЕРЕЖ ЦИФРОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

4.1 Вступ

Глибокі зміни в галузях зв'язку та обчислювальної техніки підводять нас до нової епохи – інформатизації суспільства й створення глобальної інформаційної інфраструктури (ГІ). Ця інфраструктура дає змогу надати користувачам набір комунікаційних послуг, які забезпечують доступ до множини допоміжних програмних продуктів, що охоплюють усі види інформації, її обробку та можливість її одержання у будь-який час, у будь-якому місці, за прийнятною ціною і з високою якістю. Надання вказаних послуг неможливе без застосування нових і вже існуючих інформаційно-телекомунікаційних технологій [145 – 151].

Для реалізації концепції ГІ потрібні мережі для отримання і передавання інформації, забезпечення її розподіленої обробки й збереження, надання традиційних комунікаційних послуг, підтримка інформаційних послуг і допоміжних програмних продуктів, постачання термінального устаткування.

Основою ГІ є інформаційна мережа, що з'явилася внаслідок інтеграції мереж зв'язку та комп'ютерів.

На сучасному етапі розвитку телекомунікацій вже можна говорити про концепцію побудови мереж наступного покоління (Next Generation Network, NGN). З концептуальної точки зору, NGN визначається як «концепція побудови мереж зв'язку, що забезпечують надання необмеженого набору послуг із гнучкими можливостями з їхнього керування, персоналізації та створення нових послуг за рахунок уніфікації мережних рішень, що припускає реалізацію універсальної транспортної мережі з розподіленою комутацією, винесення функцій надання послуг у кінцеві мережні вузли та інтеграцію із традиційними мережами зв'язку.

В основі створення мультисервісних NGN лежить процес конвергенції інформаційних мереж зв'язку. Відповідно до цього під словосполученням

«конвергенція телекомунікаційних мереж» розуміють виникнення подібності в структурі мереж зв'язку, у використовуваних ними апаратно-програмних засобах і у сукупності послуг, що надаються абонентам. Конвергенція технологій передачі голосу і даних глобально змінить не лише структуру мереж, а і структуру надання послуг.

Конвергована архітектура у змозі забезпечити такі переваги: надійність, близьку до тієї, що забезпечується телефонією;– передачу голосу за вищим класом якості; розвантаження телефонної мережі загального користування (ТМЗК), при якому подовжені модемні виклики направлятимуться у мережу передачі даних (МПД); інтеграцію спільноканальної сигналізації (СКС) № 7 з іншими видами сигналізації; відкриту конверговану архітектуру, що дозволить швидко розгортати нові послуги і надасть нові можливості всім операторам зв'язку (міжнародним, міжміським, місцевим); швидке впровадження послуг на нових ринках при достатньо низькій вартості розгортання; мультисервісну взаємодію між різними пристроями доступу.

4.2 Принципи побудови та послуги універсальних мереж NGN

4.2.1 Аналіз архітектури мультисервісних мереж мобільного зв'язку NGN

Мультисервісні NGN створюються за рахунок інтеграції та конвергенції таких складових (рис. 4.1):

- ТМЗК із комутацією каналів і МПД із комутацією пакетів;– інтелектуальної платформи з мережею Інтернет;– мереж кабельного телебачення з телефонною мережею;– побудови мереж мобільного зв'язку 3-го покоління (3G) за принципами NGN.

Загальними можливостями, що можуть бути реалізовані у NGN, є мультисервісність, широкосмуговість, мультимедійність, інтелектуальність, інваріантність доступу, розподілення сервісу.

Таким чином, мультисервісна NGN будується, виходячи з універсальних середовищ передачі, універсальних мережних технологій і протоколів, які забезпечують конвергенцію технологій мереж та інтеграцію послуг.

Процес конвергенції в інформаційних мережах зв'язку є процесом об'єднання всіх напрямків сучасних телекомунікацій та інформаційної індустрії. Основна вимога у разі реалізації такої конвергенції – забезпечення тієї ж якості і зручності надання послуг, до якого звикли користувачі ТМЗК. Саме для взаємодії ТМЗК із пакетними мережами (ATM або IP) розроблен програмний комутатор (Softswitch).

В основу Softswitch покладено принцип розосередження базових функцій звичайного комутатора каналів і розподілу їх по магістралі пакетної мережі у вигляді програмних компонентів, що функціонують на стандартних комп'ютерах широкого профілю. Комутатор Softswitch використовує служби інтелектуальної мережі через відкритий і гнучкий інтерфейс каталогів, надає відкриті прикладні інтерфейси API для сторонніх розробників із метою створення послуг третього

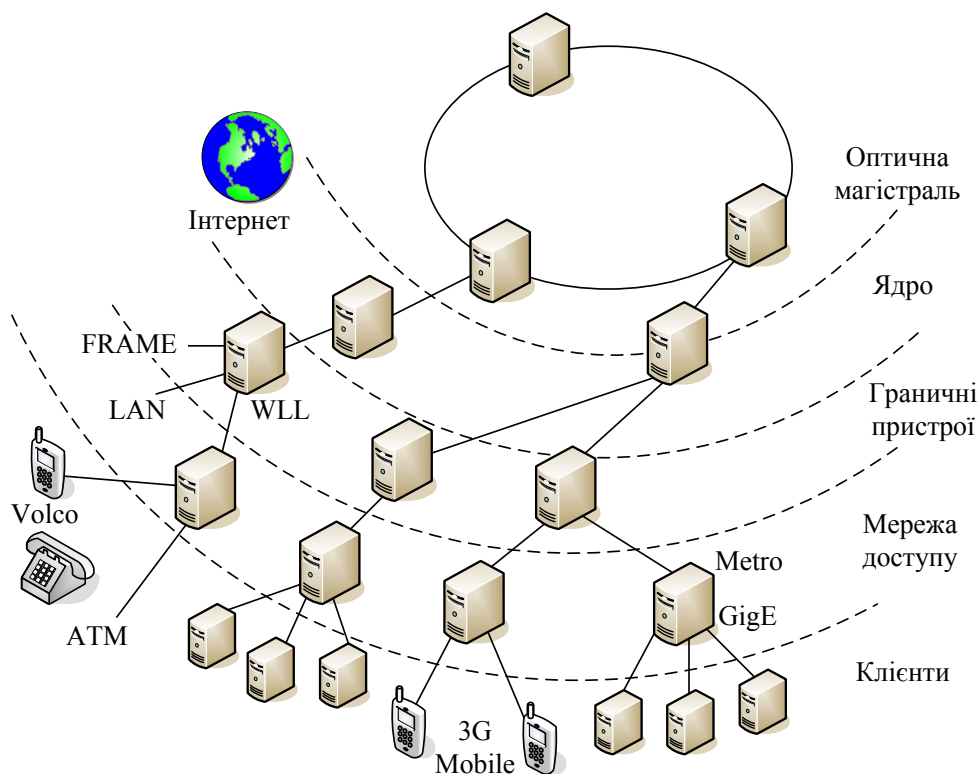


Рисунок 4.1 – Узагальнена структура мультисервісної NGN

покоління, реалізує функції внутрішньої обробки, які програмуються, у тому числі програмуємий запис подій і запис даних про виклики у систему реєстрації подій оператора, управляє всіма програмними компонентами на базі сервера правил.

На рис. 4.2 показано конвергентну мережу передачі мови і даних із застосуванням мультисервісної платформи та програмного комутатора Softswitch.

Шлюз доступу до середовища передачі перетворює трафік магістральних ліній TDM, що надходить від комутаторів класу 5, у голосові пакети, придатні для трансляції по широкосмуговій мережі. Крім цього, шлюз доступу забезпечує динамічну маршрутизацію викликів відповідно до інструкцій, які видає Softswitch.

Застосування мультисервісних платформ і програмних комутаторів для побудови мультисервісних мереж має такі переваги: динамічна маршрутизація і сигналізація PNNI (Private Network-to-Network Interface), що сприяє спрощенню

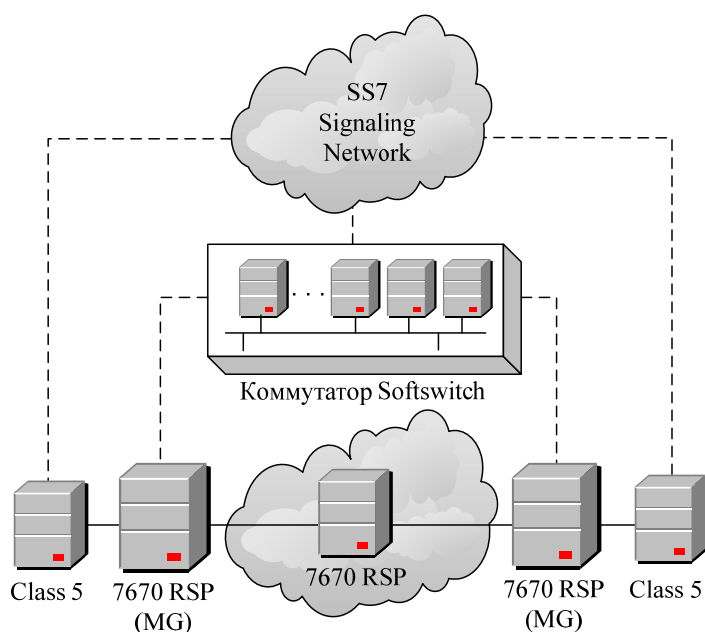


Рисунок 4.2 – Конвергентна мережа передачі мови і даних

мережного планування; наскрізна підтримка функцій якості обслуговування QoS операторського рівня; здатність до взаємодії з продукцією інших постачальників; можливість передачі мови і даних, впровадження нових, високорентабельних

видів обслуговування в конвергентних мережах; висока продуктивність обробки викликів.

4.2.2 Базова архітектура мультисервісної NGN

Функціональна модель мереж NGN у загальному вигляді представляється чотирма рівнями (рис. 4.3): рівнем керування послугами; рівнем керування комутацією; транспортним рівнем; рівнем доступу.

Рівень керування послугами містить функції керування логікою послуг і додатків і є розподіленим обчислювальним середовищем, що забезпечує: надання інфокомунікаційних послуг; керування послугами; створення і впровадження нових послуг; взаємодію різних послуг.

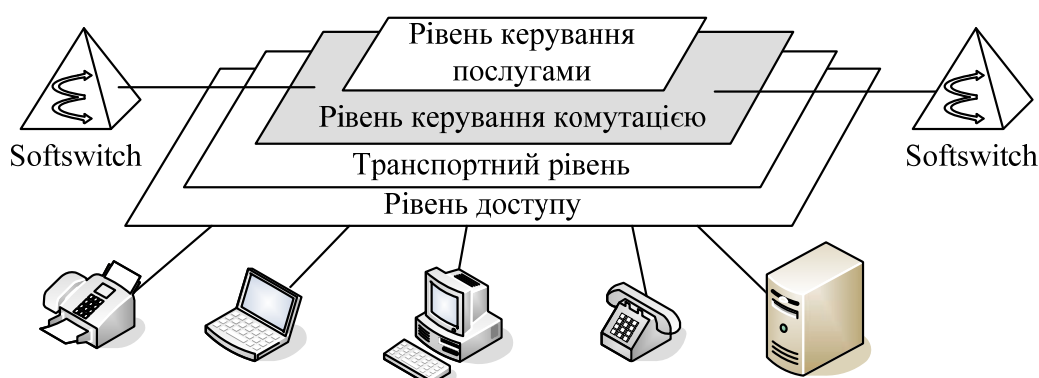


Рисунок 4.3 – Базова архітектура мультисервісної NGN

Задачею рівня керування комутацією є обробка інформації сигналізації, маршрутизація викликів і керування потоками.

Функція встановлення з'єднання реалізується на рівні елементів базової мережі під зовнішнім керуванням обладнання програмного комутатора (Softswitch).

Softswitch має здійснювати: обробку всіх видів сигналізації, що використовуються у його домені; зберігання і керування абонентськими даними

користувачів, що підключаються до його домену безпосередньо або через обладнання шлюзів доступу; взаємодію із серверами додатків для надання розширеного списку послуг користувачам мережі.

Задача транспортного рівня – комутація і прозора передача інформації користувача. Транспортний рівень мультисервісної NGN розглядається як рівень, складовими частинами якого є мережа доступу і базова мережа.

Під мережею доступу розуміють системно-мережну інфраструктуру, яка складається з абонентських ліній, вузлів доступу і систем передачі, що забезпечують підключення користувачів до точки агрегації трафіка (до мультисервісної мережі або до традиційних мереж електрозв'язку).

Особливістю інфраструктури мультисервісної NGN є використання універсальної базової мережі, яка заснована на технологіях пакетної комутації.

До складу базової мережі можуть входити: транзитні вузли, що виконують функції переносу і комутації; кінцеві (граничні) вузли, що забезпечують доступ абонентів до мультисервісної мережі; контролери сигналізації, що виконують функції обробки інформації сигналізації, керування викликами і з'єднаннями; шлюзи, що дозволяють здійснити підключення традиційних мереж зв'язку (ТМЗК, МПД, ММЗ).

Доступ до ресурсів базової мережі здійснюється через граничні вузли, до яких підключається обладнання мережі доступу або здійснюється зв'язок з існуючими мережами. До рівня доступу належать: шлюзи; мережа доступу (мережа електрозв'язку, що забезпечує підключення кінцевих термінальних пристроїв користувача до кінцевого вузла транспортної мережі); кінцеве абонентське обладнання.

4.3 Розробка методу стиснення трансформованих сегментів зображень на основі реверсного позиційного структурно-вагового кодування

Структура відео-потoku являє собою послідовність кадрів, що розглядаються як окремо, так і в якості єдиних сукупностей. Аналіз показує, що

середній обсяг відеоінформаційного потоку за 1 сек може досягати близько 10 Гбіт/с. Найменша швидкість нестисненого відео-потoku забезпечується для кадрів формату CIF, використовуваних в системах мобільного радіозв'язку. Розмір кадру в середньому вибирається рівним 352×288 . Найбільш економічним варіантом модернізації аналогових відеосистем в рамках переходу до цифрового відео, є стандарт підвищеної чіткості з прогресивною розгорткою і форматом зображення $720 \times 576 \times 50$. У цьому разі обсяг нестисненого відео-потoku за 1 сек досягається значення 500 Мбіт/с. Найбільші швидкості нестисненого відео-потoku досягаються для форматів HD і Full HD, що мають відповідно просторово розрізнення на рівні 1280×720 і 1920×1080 . Тоді якщо частота кадрів дорівнює 30 кадрів/с, то Гбіт/с, для 60 кадрів/с - Гбіт/с.

В табл. 4.1 наведено вимоги різноманітних широкосмугових сервісів до затримок і швидкостей передачі для різних типів повідомлень.

Таблиця 4.1 - Вимоги різних служб до характеристик мережі

Тип повідомлення	Допустима затримка від абонента до абонента t_d , с	Необхідна швидкість передачі S'_c , Кбіт/с	Обсяг повідомлення V
Мова в цифровій формі	не более 0,030	64	103 біт
Телетекст	$< 1,0$	0,24	104 знаків
Інтерактивні дані	$< 1,0$	0,2 - 64	104 знаків
Телефакс (двосторонній)	$< 10,0$	64	106-1010 біт
Статичні зображення (смартфонів)	$< 1,0$	до 100 Мбит/с	
Рухомі зображення формату HD	$< 1,0$	до 3 Гбит/с	

Аналіз даних табл. 4.1 показує, що затримка при передачі статичних і рухомих зображень не повинна перевищувати 1 с. Для забезпечення затримок в

необхідних рамках потрібно здійснювати передачу, відповідно, зі швидкістю до 100 Мбіт/с і до 3 Гбіт/с в залежності від якості візуальної оцінки зображень.

Щоб задовольнити вимогам сервісів щодо надання відеоінформаційних послуг, інфокомунікаційні технології повинні володіти наступними властивостями, а саме:

- 1) забезпечувати швидкість відеоінформаційного потоку не нижче:
100 Мбіт/с для передачі відео-потoku формату підвищеної якості (ED);
1 Гбіт/с для передачі відео-потoku формату високої якості (HD);
- 2) затримка передачі одного кадру від одного кінцевого пункту до іншого не повинна перевищувати декількох сотень чи навіть десятків мілісекунд.

Звідси можна укласти, що:

- існуючі телекомунікаційні системи забезпечують доставку в реальному часі відео-потоків з низькою розрізняльною здатністю, відповідних формату SD. У той час як мінімум для хорошої якості сприйняття потрібний формат підвищеної якості з частотою кадрів не менше 25 кадрів/сек;

- існуючі технології як для транспортних мереж так і для мереж доступу не забезпечують передачу відео-потоків з високою просторовою розрізняльною здатністю кадрів в реальному часі; тимчасові затримки щодо передачі кадрів перевищують допустимі часові затримки в десятки разів.

Розроблена технологія компресії сегментованих зображень на основі їх трансформовання базується на двох концептуальних складових, а саме:

- 1) попередня обробка (сегментування і трансформовання);
- 2) технологія кодування для скорочення просторових видів надмірності.

Попередня обробки включає в себе поділ вихідного зображення на сегменти та виконання двохетапного трансформовання.

В режимі контрольованої втрати якості відновлюваних зображень, реалізується переклад з RGB опису до колірному простору YUV:

$$y_{ij} = \lfloor (r_{ij} + 2g_{ij} + b_{ij}) / 4 \rfloor; \quad u_{ij} = r_{ij} - g_{ij}; \quad v_{ij} = b_{ij} - g_{ij}, \quad (4.1)$$

де $Y = \{y_{ij}\}$, $U = \{u_{ij}\}$, $V = \{v_{ij}\}$, $i = \overline{1, Q_\ell}$, $j = \overline{1, Q_c}$;

u_{ij} , v_{ij} , w_{ij} – елементи, розташовані на $(i; j)$ - й позиції відповідно площині U (складова яскравості), V (хроматичний червоний) і W (хроматичний синій);

r_{ij} , g_{ij} , b_{ij} – елементи, розташовані на $(i; j)$ - й позиції відповідно колірної площині R , G і B .

Другий етап трансформування полягає в переконцентрації енергії вихідного сигналу шляхом виконання дискретного косинусного перетворення. Даний етап за рахунок властивості розділення ядра базисної функції дискретного косинусного перетворення виконується за два проходи, а саме:

1) здійснюється одномірне ДКП для стовпців масиву вихідного зображення; в результаті цього утворюється масив $Y'(\xi, \chi)$ одновимірних трансформант ДКП, тобто $Y'(\xi, \chi) = F(\xi) X(i, j)_{\xi, \chi}$; тут $X(i, j)_{\xi, \chi}$ – масив відеоданих вихідного зображення; ξ , χ – відповідно індекс рядка і стовпця елемента масиву $X(i, j)_{\xi, \chi}$, $\xi = \overline{1, m}$; $\chi = \overline{1, n}$; розписавши компоненту $F(\xi)$, отримаємо

$$Y'(1, \chi) = \frac{1}{\sqrt{m}} \sum_{\xi=1}^m X_{\xi, \chi}^{(i, j)}; \quad Y'(\xi, \chi) = \sqrt{\frac{2}{m}} \sum_{\xi=1}^m X_{\xi, \chi}^{(i, j)} \cos \frac{(2m+1)\xi\pi}{2m}, \quad \xi = \overline{2, m}, \quad (4.2.)$$

де $X_{\xi, \chi}^{(i, j)}$ – елемент масиву $X(i, j)$, розташований на перетині ξ рядка і χ -го стовпця масиву вихідного зображення; $m \times n$ – розмірність масиву;

2) виконується одномірне ДКП для рядків масиву $Y'(\xi, \chi)$, в результаті чого формується трансформанта $Y''(\xi, \chi)$ двовимірного ДКП, тобто $Y''(\xi, \chi) = Y'(\xi, \chi) F(\chi)^{(-1)}$, де $F(\chi)^{(-1)}$ – транспонований вектор дискретних значень базисних функцій ДКП.

Для запропонованих концептуальних складових технології обробки трансформантів метод компресії повинен містити в собі наступні етапи.

Перший етап. Бінаризація трансформантів полягає в отриманні для її компонент $u_{\xi, \chi}$ двійкового представлення $B_{\xi, \chi}$ на основі поліноміального розкладання значення компоненти $u_{\xi, \chi}$ за основою два, тобто

$$b_{\xi,\chi}^{(h)} = \left[\frac{Y_{\xi,\chi}}{2^h} \right] - \left[\frac{Y_{\xi,\chi}}{2^{h+1}} \right] 2, \quad h = \overline{(d-1), 0}, \quad (4.3)$$

де $b_{\xi,\chi}^{(h)}$ - h -й двійковий розряд для $(\xi;\chi)$ -ї компоненти трансформантів;

2^h - ваговий коефіцієнт двійкового елемента $b_{\xi,\chi}^{(h)}$ за основою два;

d - кількість розрядів на компоненту трансформантів.

В результаті формується двійкова структура трансформантів (ДСТ), $[Y_{m,n}]_2 = \{B_{\xi,\chi}\}$, $\xi = \overline{1,n}$, $\chi = \overline{1,m}$.

Другий етап пов'язаний з виявленням закономірностей для двійкової структури трансформантів. Для цього використовуються просторові характеристики на основі виявлення лінійних розмірів двійкових об'єктів. В якості таких об'єктів запропоновано розглядати серії бінарних елементів.

На третьому концептуальному етапі забезпечується побудова кодових конструкцій стиснутого представлення бінаризованих трансформантів. Даний етап включає в себе наступні процедури:

- 1) формування розширених позиційних структурно-вагових чисел змінної довжини;
- 2) обчислення кодового значення для розширеного ПСВ числа;
- 3) утворення рівномірних кодових конструкцій із заданою бітовою довжиною.

Перша процедура полягає в реалізації таких механізмів:

1. На основі послідовності довжин бінарних серій, виявлених для ДСТ, будуються двовимірні масиви $A_{k,u}$. Організація окремих довжин бінарних серій в масиви проводиться за стовпцями. Це дозволяє скоротити кількість службових даних і забезпечити структурованість розширених ПСВ чисел.

Довжина стовпця масиву ДБС може вибиратися в двох режимах: на основі параметрів заздалегідь відомих на приймальній стороні, наприклад, на основі розмірів бітових площин або на основі прийнятих заздалегідь рекомендацій, наприклад, приймаючи, що $S \leq 8$. Це дозволяє визначати довжину стовпчика перед початком процесу формування розширених ПСВ чисел.

У результаті виходить масив ДБС, що складається з P стовпців, а саме $A_{k,u} \rightarrow \{A^{(1)}, \dots, A^{(p)}, \dots, A^{(P)}\}$. Довжина бінарної серії $\ell_{s,p}$ позиціонується в масиві за координатами: s - у колонці та p - в рядку.

2. Будується початкова система підстав G . Система підстав є одновимірною $G = \{g_1, \dots, g_s, \dots, g_S\}$, компоненти g_s якої обчислюються для елементів масиву ДБС, тобто

$$g_s = \max_{1 \leq p \leq P'} \{\ell_{s,p}\} + 1. \quad (4.4)$$

Тут параметр $P' = P - (1 - \text{sign}(\text{sign}(s' - s) + 1))$ використовується для обліку варіантів, коли останній стовпець буде заповнений не повністю.

3. Обчислення кодового значення для розширеного ПСВ числа здійснюється на основі реверсного рекурентного кодування. У цьому випадку одночасно вирішуються питання, пов'язані з утворенням ПСВ числа.

На першому кроці перевіряється умова на можливість формування кодового значення для другого елемента поточного z -го ПСВ числа, тобто

$$[\log_2 g_1 + \log_2 g_2] + 1 \leq V_{ic}. \quad (4.5)$$

Якщо нерівність виконується, то довжина ПСВ числа збільшується на одиницю $D_z = 2$, а кодове значення $C(2)_z$ на основі кодування молодших елементів буде дорівнює

$$C(2)_z = C(1)_z + \ell_{s',p'} g_1. \quad (4.6)$$

Аналогічним чином на D -му кроці обробки перевіряємо нерівність (4.5).

Якщо нерівність виконується, то до поточного z -му ПСВ додається D -й елемент, тобто $D_z = D$. Відповідно величина коду для D елементів ПСВ числа за реверсною технологією знаходиться з використанням значення коду $C(D-1)_z$, отриманого на попередньому кроці, за наступною формулою:

$$C(D)_z = C(D-1)_z + \ell_{s',p'} \prod_{\xi=1}^{D-1} g_{\xi}. \quad (4.7)$$

Навпаки, коли $[\log_2 \prod_{\xi=1}^{D-1} g_{\xi} + \log_2 g_D] + 1 > V_{ic}$, розширення z -го ПСВ числа вважається закінченим. Його довжина дорівнює $D_z = D - 1$, а значення коду

$$C(D-1)_z = \sum_{s=1}^{D-1} \ell_s \prod_{\xi=1}^s g_{\xi} \cdot [\log_2 \prod_{\xi=1}^{D-1} g_{\xi} + \log_2 g_D] + 1 \leq V_{ic} \quad (4.8)$$

Після чого за умовою завдання під кодове подання V_z величини $C(D-1)_z$ відводиться V_{ic} біт, тобто $V_z = V_{ic}$. змінної довжини, обчислення кодового значення і формування кодового слова з наперед заданою довжиною (рис. 4.4).

Кодова конструкція всього сегмента зображення формується на основі кодових слів окремих ПСВ чисел. Якщо для τ -го сегмента сформована Z_{τ} розширених ПСВ чисел, то відповідно довжина кодової конструкції дорівнює

$$v(\tau)_c = Z_{\tau} V_{ic}, \quad (4.9)$$

де $v(\tau)_c$ довжина кодової конструкції стисненого подання τ -го сегмента

Таким чином, можна зробити наступні висновки:

1) розроблено метод стиснення бітового представлення трансформант на основі нерівноважного позиційного кодування масивів довжин двійкових серій, що враховує особливості формування БПТ для трансформант dct-перетворення; забезпечує виключення втрати інформації через переповнення кодового слова; забезпечує мінімізацію кількості службових даних;

2) обґрунтовано, що метод НРПК допускає своє використання для стиснення послідовності матриць знаків компонент трансформант;

3) побудована інтеграція методу НРПК в технологію компресії трансформованих зображень

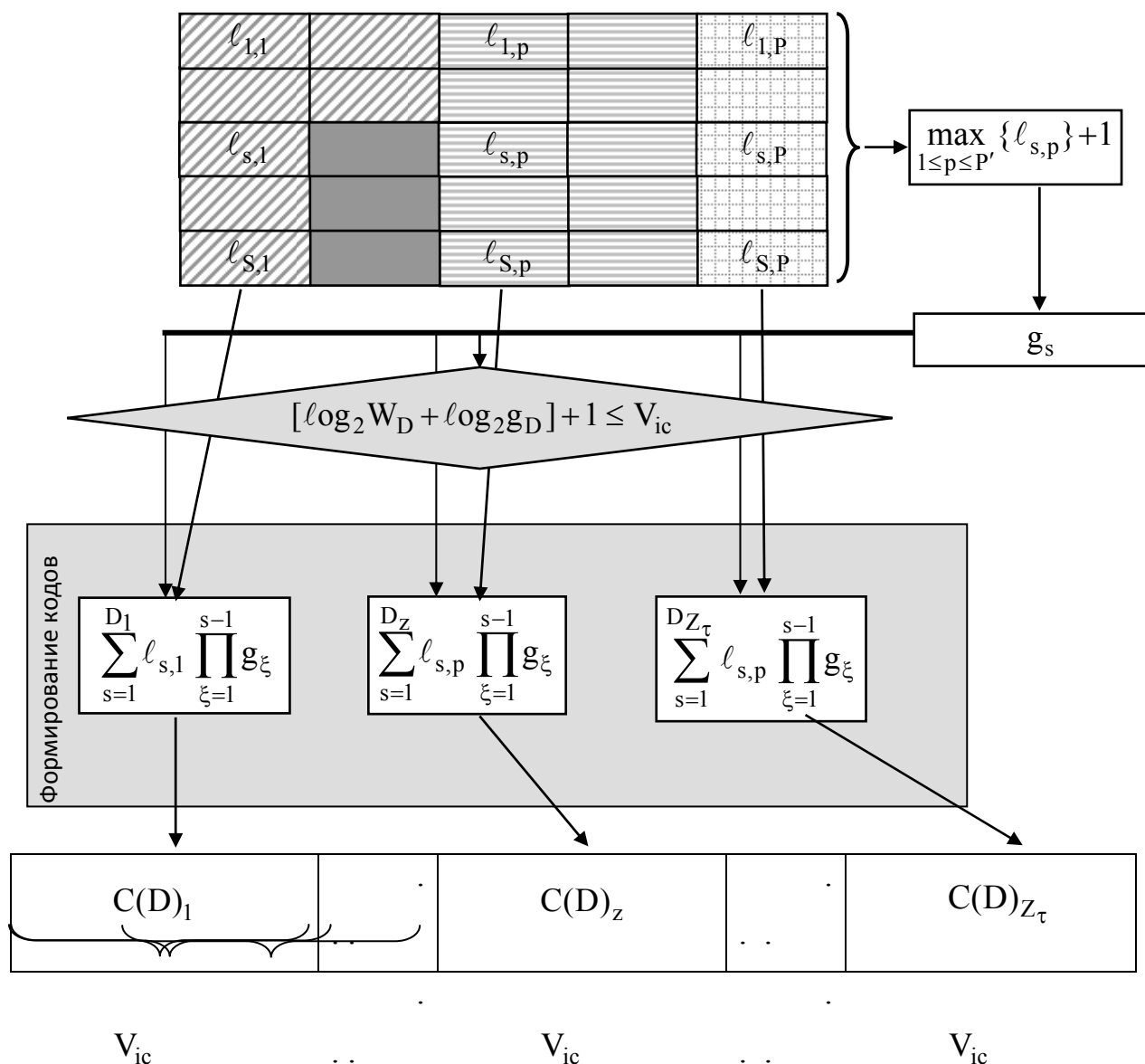


Рисунок 4.4 - Схема формування кодової структури сегмента зображення

4.4 Розробка методу контролю бітової швидкості при компресії відеопослідовності в інтегрованих мережах мобільного зв'язку

Складнощі, пов'язані з передачею відеоданих у відповідності з вимогами сервісів проявляються не тільки в зростанні обсягів інформації, але й у виникненні пульсацій інтенсивності потоків даних, що надходять в телекомунікаційну мережу, яка зумовлена: різною розрізняльною здатністю відео-

трафіку; різним ступенем складності зображень; наявністю перешкод і обривів; кількістю абонентів, підключених до єдиної каналного ресурсу.

При формуванні відеопослідовності в стандарті MPEG-2 використовують 3 типи кадрів - опорні I, різницеві P і двонаправлені B [152 – 153]. Зазвичай, опорні кадри, на яких відображено швидкий рух або є багато дрібних деталей, кодуються великою кількістю біт, ніж кадри з повільними змінами і без деталей. Тому актуальною науковою задачею є розвиток підходів щодо контролю бітової швидкості кодера для її відповідності швидкостей транспортування в мережі передачі даних.

В процесі обробки кадру відбувається його розбиття на блоки розмірністю $m \times n$. Таким чином, весь кадр являє собою множину блоків $\{b_1, b_2, \dots, b_k\}$. Ці блоки кодуються окремо один від одного. Позначимо через $d(t)_i$ і $\sigma(t)_i$ бітові витрати і середньоквадратичну помилку для блоку b_i поточного кадру t . Значення $d(t)_i$ і $\sigma(t)_i$ залежать від вектора рішень Ψ^i , який використовується при кодуванні кожного блоку. Вектор вирішення входить до складу множини рішень, яке позначимо літерою Ψ . Вектор рішень включає в себе k компонент, тобто $\Psi^i = \{\psi_1^i, \psi_2^i, \dots, \psi_k^i\}$. Таким чином, вираз для $d(t)_i$ і $\sigma(t)_i$ можна представити в наступному вигляді:

$$d(t)_i = d_i(t, \Psi^i) = d_i(t, \psi_1^i, \psi_2^i, \dots, \psi_k^i); \quad \sigma(t)_i = \sigma_i(t, \Psi^i) = \sigma_i(t, \psi_1^i, \psi_2^i, \dots, \psi_k^i). \quad (4.10)$$

При компресії Р-кадрів вектор рішень для методу управління бітовою швидкістю складається з двох компонентів: міра інформативності блоку і параметр якості, тобто $\Psi^i = \{\psi_1^i, \psi_2^i\}$. Відповідно, для кожного i -го блоку бітова швидкість і середньоквадратична помилка будуть функціями двох змінних:

$$d(t)_i = d_i(t, \Psi^i) = d_i(t, \psi_1^i, \psi_2^i); \quad \sigma(t)_i = \sigma_i(t, \Psi^i) = \sigma_i(t, \psi_1^i, \psi_2^i). \quad (4.11)$$

Середньоквадратична помилка для всього кадру визначається виразом:

$$\sigma(t, \Psi) = \sum_{i=1}^k \sigma(t, \Psi^i). \quad (4.12)$$

Аналогічно, бітові витрати на кадр визначаються як:

$$d(t, \Psi) = \sum_{i=1}^k d(t, \Psi^i). \quad (4.13)$$

Для оптимізації параметрів компресії необхідно знайти такі значення вектора рішень, які будуть задовольняти наступним умовам:

$$\begin{cases} \sigma(t, \Psi^*) = \min_{\Psi^i \in \Psi} \sigma(t, \Psi^i); \\ d(t, \Psi^*) \leq d_{\text{req}}. \end{cases} \quad (4.14)$$

де d_{req} - необхідні бітові витрати на один кадр; Ψ^* - оптимальний вектор рішень.

При обробці блоків в якості параметра управління пропонується використовувати тільки фактор якості, який використовується для формування матриці квантування.

При формуванні матриць квантування в стандарті JPEG використовується два підходи. Один полягає в тому, що в стандарт JPEG включені дві рекомендовані таблиці квантування: одна для яскравості (табл. 4.2), друга для кольоровості.

Таблиця 4.2 - Базова матриця квантування складовою яскравісної стандарту JPEG

16	11	10	16	24	40	51	61
12	12	14	19	26	58	60	55
14	13	16	24	40	57	69	56
14	17	22	29	51	87	80	62
18	22	37	56	68	109	103	77
24	35	55	64	81	104	113	92
49	64	78	87	103	121	120	101
72	92	95	98	112	100	103	99
16	11	10	16	24	40	51	61

Другий підхід полягає в обчисленні значень таблиці квантування в реальному масштабі часу. У цьому випадку для кожного елемента матриці

трансформованого зображення існує відповідний елемент матриці квантування. Результируюча матриця утворюється діленням кожного елемента матриці трансформант на відповідний елемент матриці квантування і наступним округленням результату до найближчого цілого числа.

Від вибору матриці квантування залежить баланс між ступенем стиснення зображення і його якістю після відновлення.

Розрахунок матриці квантування полягає в наступному: задається одне значення фактора якості (Quality Factor - QF) зазвичай в діапазоні і проводиться розрахунок значень матриці за формулою:

$$q(t)_{i,j} = 1 + (1 + i + j) \cdot QF. \quad (4.15)$$

Фактор якості задає інтервал між сусідніми рівнями матриці квантування, розташованими на її діагоналях. Приклад отриманої матриці квантування представлений в табл. 4.3.

В даній роботі пропонується управляти не тільки кількістю біт на стиснений сегмент, але і візуальною якістю кожного сегмента. Необхідно знайти значення фактора якості, при якому середньоквадратична помилка буде мінімальною $\sigma(t, \Psi^*) = \min_{\Psi^i \in \Psi} \sigma(t, \Psi^i)$, з урахуванням того, що швидкість не буде перевищувати необхідного значення бітової швидкості $d(t, \Psi^*) \leq d_{\text{req}}$, яка дорівнює пропускній здатності каналу передачі.

Таблиця 4.3 - Матриця квантування з фактором якості, рівним 2

3	5	7	9	1	3	5	7
5	7	1	3	5	7	9	1
7	11	13	15	17	19	21	23
9	11	13	15	17	19	21	23
11	13	15	17	19	21	23	25
13	15	17	19	21	23	25	27
15	17	19	21	23	25	27	29
17	19	21	23	25	27	29	31

Для пошуку оптимального коефіцієнта QF використовуємо відомий метод поділу відрізка навпіл (дихотомії), який, по відношенню до інших методів, є більш швидким, простим і забезпечує задану точність (ε).

Позначимо QF як параметр λ і відповідно QF_{opt} як параметр λ_{opt} . Алгоритм реалізації пошуку для розглянутої задачі, можна представити у вигляді наступної послідовності етапів:

Підготовчий етап.

Визначити такі значення $\lambda_1 = \min$ і $\lambda_2 = \max$, що свідомо справедливо $d(t, \Psi_{\lambda_2}) < d_{req} < d(t, \Psi_{\lambda_1})$.

Ітерація.

Знайти середнє значення λ у відповідності з методом дихотомії на інтервалі $[\lambda_1; \lambda_2]$, $\lambda = \left\lfloor \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2} \right\rfloor$ для наближення до значення λ_{opt} .

Для перевірки відповідності $\lambda \approx \lambda_{opt}$ необхідно обчислити: $d(t, \Psi_\lambda), \sigma(t, \Psi_\lambda)$.

Якщо $d(t, \Psi_\lambda) > d_{req}$ і $\sigma(t, \Psi_\lambda) \leq \sigma_{req}$, то зміщується нижня межа інтервалу ($\lambda_1 := \lambda$);

Якщо $d(t, \Psi_\lambda) > d_{req}$ і $\sigma(t, \Psi_\lambda) > \sigma_{req}$, то дана задача не має рішення та алгоритм завершує роботу.

Якщо $d(\Psi_\lambda) \leq d_{req}$, то зміщується верхня межа інтервалу ($\lambda_2 := \lambda$).

Перевірка умови закінчення алгоритму.

Якщо $|\lambda_1 - \lambda_2| < \varepsilon$, то пошук рішення завершений і результат є оптимальним, тобто $\Psi^* = \Psi_\lambda$.

Якщо немає, то здійснюється перехід до наступної ітерації.

Блок-схема реалізації алгоритму пошуку оптимального параметра для управління бітовою швидкістю представлена на рис.4.5.

Розглянемо приклад роботи цього алгоритму.

Аналіз зміни фактора якості QF від мінімуму до максимуму показав, що бітова швидкість і яка при цьому виникає помилка відповідно буде змінюватися за вказаними графіками на рис. 4.6.

Присвоюємо значення $\lambda_1 = QF_{\min}$ і $\lambda_2 = QF_{\max}$, такі що виконуються умови $d(t, \Psi_{\lambda_2}) < d_{\text{req}} < d(t, \Psi_{\lambda_1})$.

Проводимо першу ітерацію. Знаходимо $\lambda^1 = \left\lfloor \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2} \right\rfloor$, і обчислюємо для даного значення $d(t, \Psi_{\lambda})$ і $\sigma(t, \Psi_{\lambda})$. Проводимо порівняння $d(t, \Psi_{\lambda}) > d_{\text{req}}$. Якщо умова не виконується, то бітову швидкість необхідно збільшувати для поліпшення якості зображення.

У цьому випадку присвоюємо $\lambda_2 := \lambda$ і далі розглядається діапазон $[\lambda_1; \lambda]$ як показано на рисунку 4.5. Якщо умова $d(t, \Psi_{\lambda}) > d_{\text{req}}$ виконується, проводимо перевірку за середньоквадратичної помилки: $\sigma(t, \Psi_{\lambda}) \leq \sigma_{\text{req}}$.

У разі якщо і швидкість і помилка перевищують необхідні значення, не виконується жодна з умов: $d(t, \Psi_{\lambda}) > d_{\text{req}}$, $\sigma(t, \Psi_{\lambda}) > \sigma_{\text{req}}$, бачимо що оптимізація даним методом стиснення неможлива і необхідний вибір іншого методу, з тих що пропонуються стандартом JPEG. При значенні помилки менше необхідної $\sigma(t, \Psi_{\lambda}) \leq \sigma_{\text{req}}$ присвоюємо $\lambda_1 := \lambda$ і далі знаходження оптимального значення буде проводитися в діапазоні $[\lambda; \lambda_2]$. Таким чином, після першої ітерації у наведеному прикладі буде проведено зсув $\lambda_{\max} \rightarrow \lambda$.

Останнім етапом проводиться перевірка оптимальності. Перевіряємо умову $|\lambda_1 - \lambda_2| < \varepsilon$, де параметр ε - показує задану точність обчислень. Якщо необхідна точність досягнута, то вважаємо оптимальним значенням $\sigma(t, \Psi_{\lambda})$. Рішення задачі знайдено. Інакше пошук триває і проводиться виконання наступної ітерації.

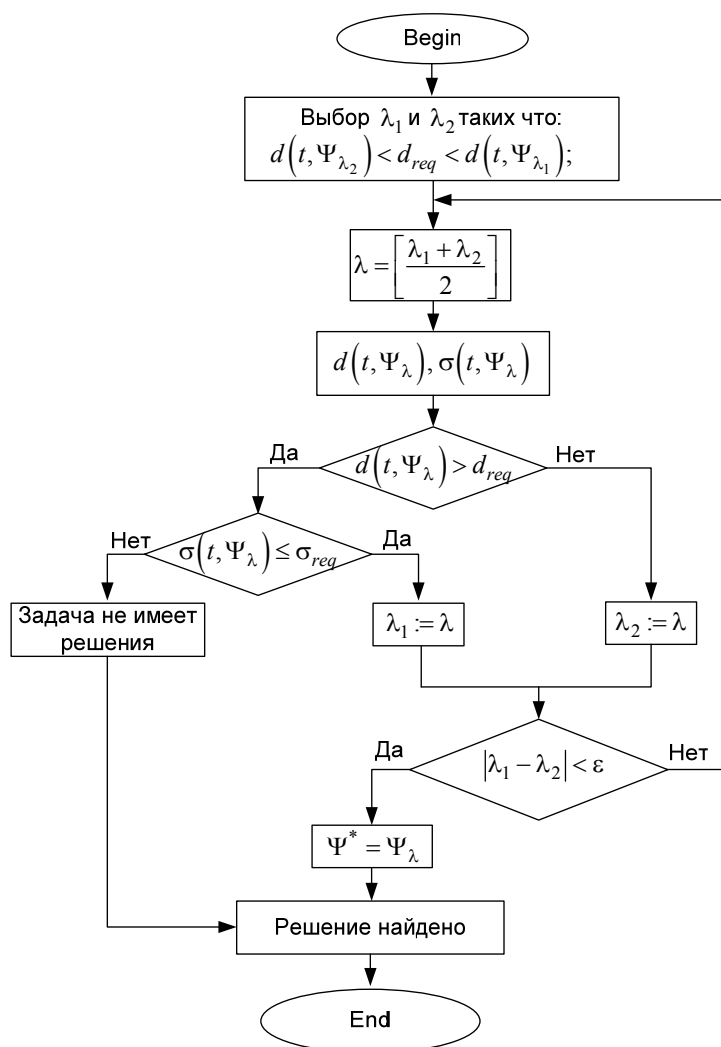


Рисунок 4.5 - Блок-схема реалізації алгоритму пошуку оптимального параметра управління

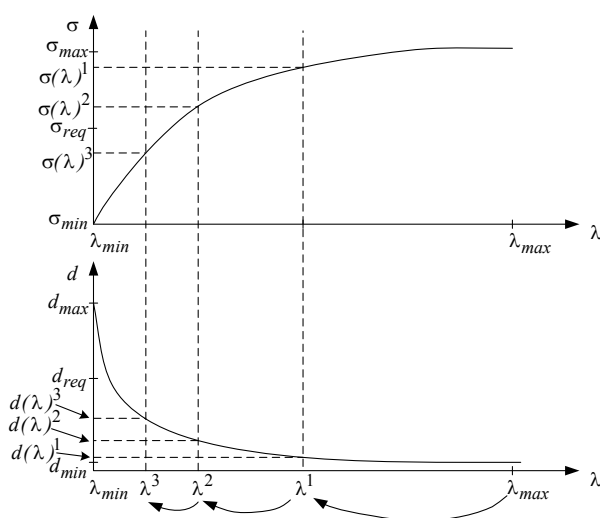


Рисунок 4.6 - Ілюстрація роботи алгоритму пошуку оптимального параметра

4.5 Методологія селективного захисту відеопотоку з базових кадрів в інфокомунікаціях

За прогнозами корпорації Cisco до 2017 року мультимедіа дані будуть займати 60% світового трафіку, більшу частину з них будуть займати відеопотоки реального часу (онлайн-трансляції, відеоконференції), які будуть передаватися по бездротових каналах зв'язку. Із-за обмеженої пропускної здатності безпроводних мереж виникає необхідність в стисненні відеоданих, що передаються.

Існують різні технології і рішення, які застосовуються для захисту відеоданих. Однак застосовувані методи володіють такими недоліками як:

- закриття відеопотоку відбувається не в он-лайн режимі;
- обмеження, що накладаються на продуктивність обчислювальних систем, не дозволяють застосовувати сучасні методи стиснення;
- обсяг закритих відеоданих найчастіше значно перевищує обсяг вихідних.

Процес обробки і закриття відеопотоку в телекомунікаційних системах визначається наступними показниками:

1. Час обробки і передачі $T_{\text{опд}}$, що визначається як:

$$T_{\text{опд}} = T_{\text{шд}} + T_{\text{сд}} + T_{\text{пк}} + T_{\text{пшс}}, \quad (4.16)$$

де $T_{\text{шд}}$ - час шифрування відеопотоку; $T_{\text{сд}}$ - час на стиснення відеопотоку; $T_{\text{пк}}$ - час, витрачений на завадостійке кодування; $T_{\text{пшс}}$ - час передачі шифрованого компактно представленого відеопотоку з інфокомунікаційних систем.

2. Якість відеоінформаційного ресурсу, яке має основний критерій оцінки - пікове відношення сигнал/шум :

$$\text{PSNR} = 20 \log \left(\frac{I_{\text{max}}}{\text{MSE}} \right), \quad (4.17)$$

де $I_{\text{max}} = 255$ - максимальне значення 8-бітного сигналу; MSE - середньоквадратичне відхилення, яке визначається як:

$$MSE = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N [a_{i,j} - a'_{i,j}]^2, \quad (4.18)$$

де $a_{i,j}$ - початкове зображення; $a'_{i,j}$ - відновлене зображення.

3. Ступінь закриття відеопотоку:

$$MSE_{\text{несанкц}} = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N [a_{i,j} - a'_{i,j}]^2_{\text{несанкц}}, \quad (4.19)$$

де $MSE_{\text{несанкц}}$ - середньоквадратичне відхилення при несанкціонованій спробі відновлення відеоінформаційного ресурсу.

4. Час обробки, яке включає в себе процеси шифрування і стиснення.

Час $T_{\text{шид}}^{(1)}$ шифрування вихідного відеопотоку розраховується за формулою:

$$T_{\text{шид}}^{(1)} = \frac{\partial(N; R_k; G_k)_{\text{ш}}^{(r)}}{S_{\text{вк}}}, \quad (4.20)$$

де $S_{\text{вк}}$ - продуктивність обчислювального комплексу, оцінювана як кількість операцій в секунду; $\partial(N; R_k; G_k)_{\text{ш}}^{(r)}$ - кількість операцій шифрування, яке залежить від використовуваного алгоритму шифрування.

Час на стиск $T_{\text{сшд}}^{(1)}$ шифрованого відеопотоку розраховується за формулою:

$$T_{\text{сшд}}^{(1)} = \frac{\partial(V_{\text{шд}})_{\text{сж}}^{(\alpha)}}{S_{\text{вк}}}, \quad (4.21)$$

де $\partial(V_{\text{шд}})_{\text{сж}}^{(\alpha)}$ - кількість операцій стиснення, яка залежить від використовуваного алгоритму стиснення.

Варіант з шифруванням вихідних даних до стиснення володіє недоліками. Тому для усунення недоліків пропонується використовувати варіант, в якому дані закриваються в процесі стиснення - селективний підхід. Така реалізація (рис.4.7) застосовується у випадках обробки і передачі даних в системах реального часу (наприклад, в системах, де можлива додаткова програмна і апаратна інтеграція в відеокодек). Для такого варіанту стиснення і шифрування виконуються для вихідних даних у міру надходження їх на обробку.

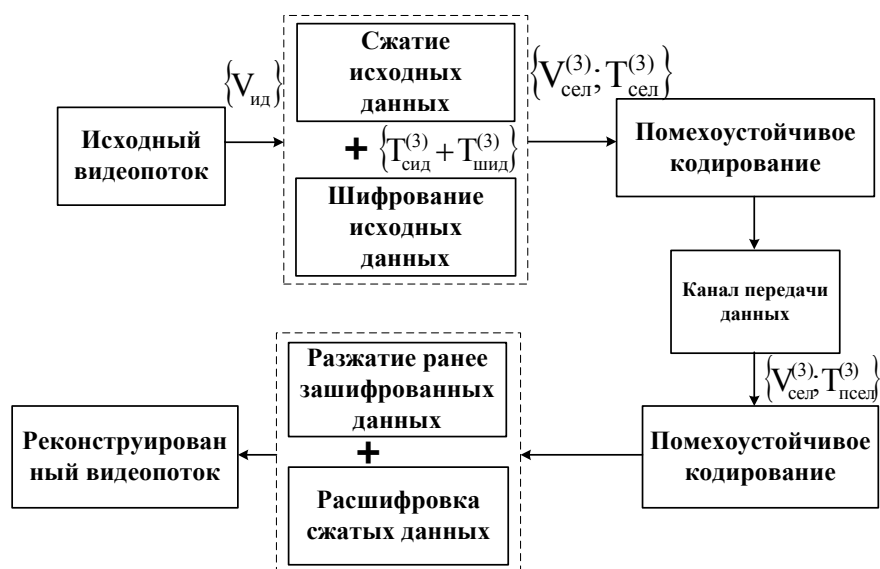


Рисунок 4.7 -. Структурно-функціональна схема обробки даних в інфокомунікаціях з застосуванням алгоритмів шифрування в процесі стиснення (селективний підхід).

Принцип роботи відеопотоку заснований на послідовній побудові ланцюжка відекадрів різного типу. Під типом кадрів відеопотоку мається на увазі спосіб кодування і зберігання інформації про черговий кадр, що відрізняється один від одного наявністю або відсутністю залежностей цього кадру від попереднього і наступного.

Відеокадр розбивається на квадратні макроблоки, і тип посилання для кожного з макроблоків визначається індивідуально, проте з обмеженням, заданим типом всього кадру:

- І-кадри (intra) називаються ключовими (keyframes) або «базовими» і містять тільки незалежно стислі макроблоки.

- Р-кадри (predicted) називаються «різницеvими» і можуть містити як незалежно стислі макроблоки, так і макроблоки з посиланням на інше І - або Р-кадр.

- В-кадри (bi-predicted) - «двонаправлені», «зворотні» кадри можуть містити наступні макроблоки: незалежні, з посиланням на один кадр, або з посиланням на 2 кадру. В-кадри посилаються на найближчі І,Р або В-кадри.

Найбільш часто використовуються складні послідовності кадрів, які забезпечують більш сильне стиснення відео. Наприклад, вона може бути такою: IBVRBVRBV або IBVRBVRBVRBVRBVRBVRBVRBVR, або іншої, в залежності від алгоритму стиснення. Базовою схемою побудови MPEG-відеопотоку є послідовність груп кадрів, що складаються з 8 або 12 кадрів і мають вигляд IBVRBVRBV (1 I-кадр, 2 P-кадру, 5 B-кадрів) або IBVRBVRBVRBV (1 I-кадр, 3 P-кадру, 8 B-кадрів). Кількість кадрів в групі кадрів можна описати наступним чином:

$$N_{гк} = N_I + N_P + N_B, \quad (4.22)$$

де N_I - кількість I-кадрів в групі кадрів; N_P - кількість P-кадрів в групі кадрів; N_B - кількість B-кадрів в групі кадрів..

До стиснення всі кадри в групі кадрів мають однаковий обсяг, так як він залежить від глибини кольору G_k - кількості біт, що використовуються для кодування кольору пікселя, і розміру зображення, R_k - кількість пікселів в кадрі. Тому має місце рівність:

$$V_k = V_I = V_P = V_B. \quad (4.23)$$

де V_k - обсяг відеокадру; V_I - обсяг I-кадру; V_P - обсяг P-кадра; V_B - обсяг B-кадра.

Найбільш значущим є I-кадр, так як в ньому міститься максимальний обсяг нестиснутій інформації, і кадри інших типів містять до 70% посилань на нього. Тому до подальшого розгляду пропонується здійснювати всі маніпуляції з I-кадром.

Однак з удосконаленням обладнання по захопленню і відтворенню відео підвищуються вимоги і до якості відеоданих, що передаються від джерела до одержувача. Сучасні пристрої відтворення мають великі діагоналі екранів і дозволяють програвати відео в таких форматах як Full HD (1920×1080 точок), 2k (2048×1556 точок) і 4k (4096×3112 точок). Відеопотоки з таким розрізненням мають величезний обсяг, та їх трансляція неможлива при сучасних швидкостях в

каналах передачі даних. Тому необхідно оцінити ступінь збільшення бітової швидкості в результаті закриття базового I-кадру.

У таблиці 4.4 наведено коефіцієнти стиснення для реалістичного середньонасиченого кадру без урахування компенсації руху при певних значеннях пікового відношення сигнал/шум.

Таблиця 4.4 - Залежність коефіцієнта ступеня стиснення від пікового відношення сигнал/шум для реалістичних зображень середньої насиченості.

	Пиковое отношение сигнал/шум, PSNR (дБ)						
	50	45	40	35	30	25	23
Коэффициент степени сжатия	1,3	2,1	2,9	4,5	6,8	16	28

У процесі шифрування руйнується структура формування відеокадру, тому алгоритм компресії JPEG не виробляє стиснення і є неефективним. В такому випадку вихідні дані виявляються рівними за обсягом стиснення, тоді коефіцієнт стиснення $\kappa=1$. Отже, обсяг зашифрованого стиснутого представлення відеокадру буде більше вихідного стиснутого представлення відеокадру.

4.6 Розробка і дослідження технології ініціалізації при позиціюванні об'єктів в бездротових сенсорних мережах

4.6.1 Аналіз архітектури бездротових сенсорних мереж

Бездротова сенсорна мережа (БСМ) - це розподілена, самоорганізована мережа множини датчиків (сенсорів) і виконавчих пристроїв, об'єднаних між собою за допомогою радіоканалу. У цьому випадку, сенсори виступають як компоненти бездротових сенсорних мереж (Wireless Sensor Network - WSN).

Незважаючи на те, що сенсорні мережі можуть застосовуватися в різних галузях промисловості, слід використовувати саме телекомунікаційну термінологію, оскільки в самому загальному випадку, БСМ являє собою

телекомунікаційну мережу [154 – 155]. Протоколи, які використовуються в інших телекомунікаційних мережах, виявляються абсолютно неефективними для сенсорних мереж, оскільки в них не враховуються базові вимоги щодо мінімізації енергоспоживання об'єктів сенсорної мережі.

Тому завдання визначення місця розташування вузлів БСМ при відсутності інформації про топологію мережі (на початковому етапі ініціалізації мережі) без використання додаткових модулів і вирішення складних оптимізаційних алгоритмів з максимально можливою точністю, мінімальними витратами по енергоспоживанню і використанням внутрішніх ресурсів мережі актуальна для проведення подальших досліджень [156 – 160].

Взаємодія сенсорних вузлів між собою формує сенсорну мережу заданої топології (рис. 4.8).

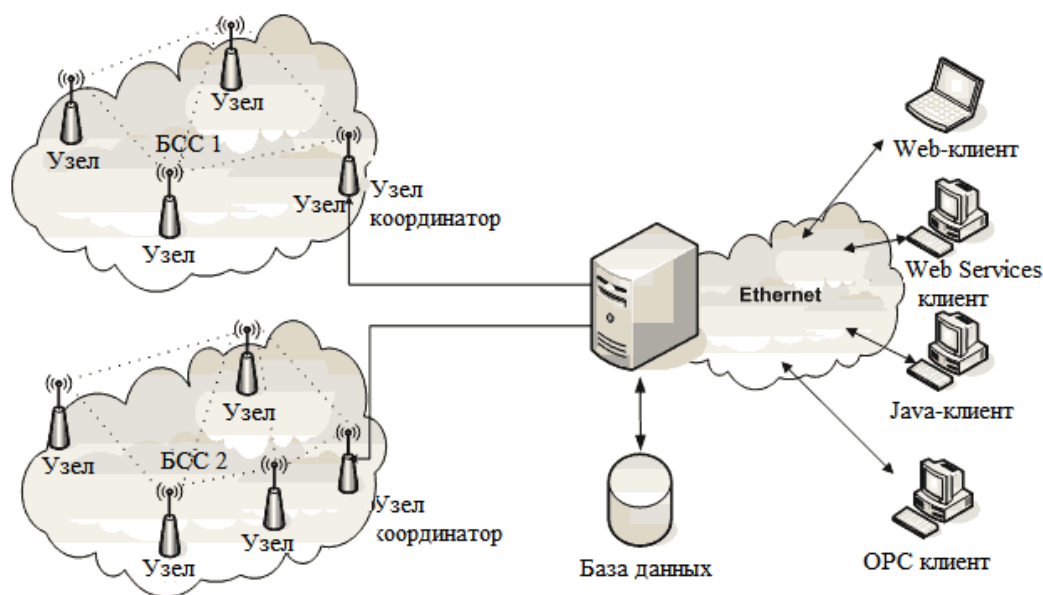


Рисунок 4.8 - Архітектура бездротової сенсорної мережі

Бездротові сенсорні мережі мають ряд характерних переваг:

- можливість розташування в важкодоступних місцях, де складно і дорого використовувати дротові рішення;
- оперативність і зручність розгортання та обслуговування системи;
- надійність мережі в цілому - в разі виходу з ладу одного з вузлів інформація передається через сусідні елементи;

- можливість додавання або виключення будь-якої кількості пристроїв в/з мережі;

- робота на частотах не ліцензованому діапазоні - 2,4 ГГц;

- тривалий час роботи без заміни елементів живлення.

4.6.2 Розробка методу ініціалізації сенсорної мережі

Існує декілька алгоритмів ініціалізації БСМ, тим не менше, більшість з них не задовольняють вимогам по енергоефективності, витраченому часу і не дають можливість отримати інформацію для позиціювання елементів мережі із заданою точністю.

На рис. 4.9 наведено UML-модель запропонованого методу ініціалізації.

Початковим етапом ініціалізації є оцінчне позиціювання елементів мережі. На етапі ініціалізації мережі оператор отримує інформацію і про те, скільки працездатних сенсорів визначатимуть «життя» БСМ, що надалі розгортається.

Розглянемо послідовність кроків запропонованого методу.

Блок 1. Базові станції мережі в широкомовному режимі по черзі посилають пілот-сигнал для позиціювання відносно один одного за методом ToF (Time of Flight).

Спочатку керуюча базова станція (у даному прикладі - А) надсилає пілот сигнал. Після розсилки пілот-сигналу базової станцією А решта БС визначають відстані до А і записують ці значення в свою базу даних (БД). Передачу починає БС, всі БС записують відстані від В, С і D.

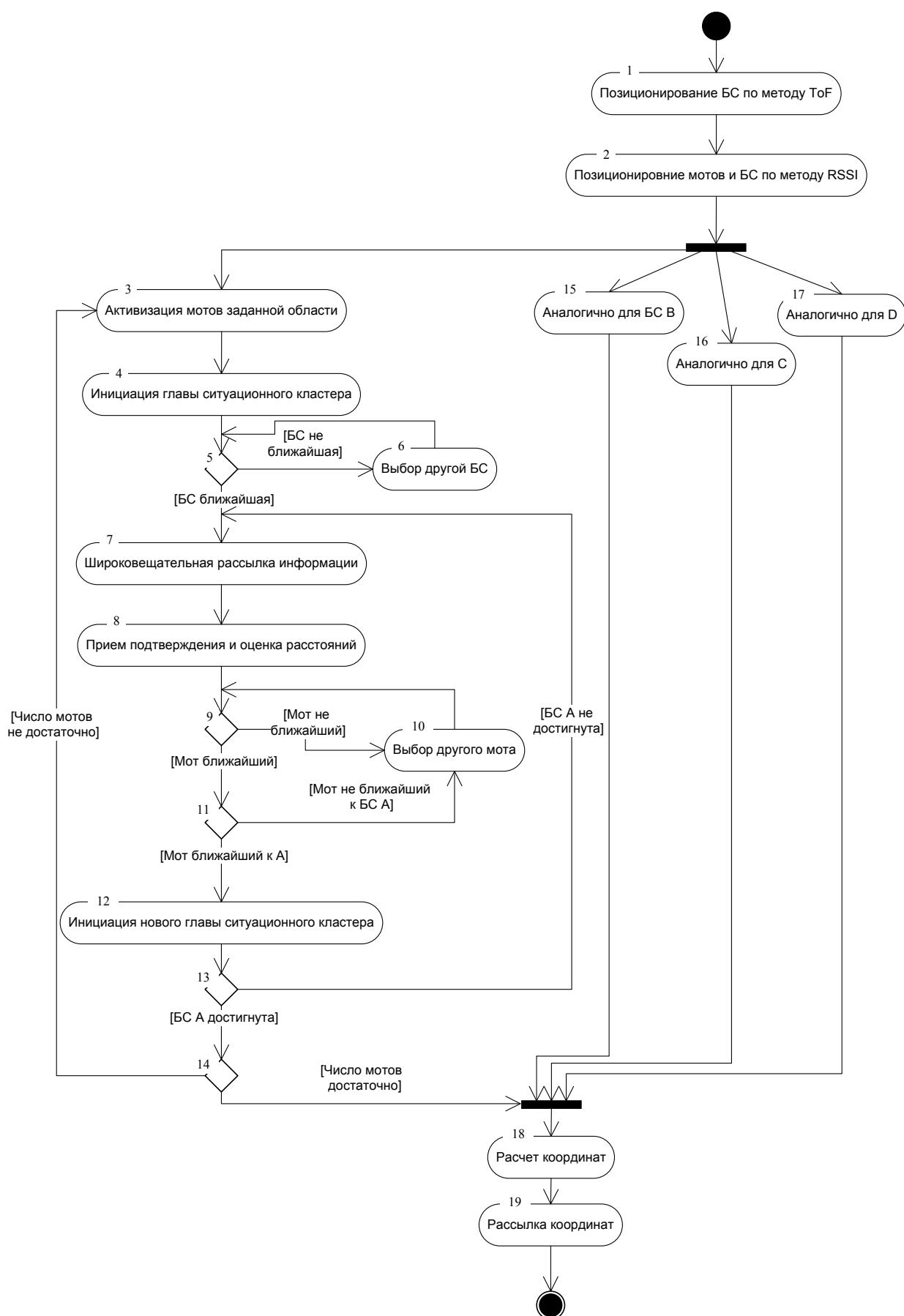


Рисунок 4.9 - UML-модель методу ініціалізації

Кількість ітерацій посилки пілот-сигналу залежить від необхідної точності (зазвичай не менше 3000). Таким чином, визначаються точні відносні координати БС один щодо одного.

Блок 2. Далі, БС А активізує сенсори сенсорного поля для оціночного позиціонування за методом RSSI і відправляє тестовий сигнал з заданим рівнем - пілот-сигнал. Кожен з сенсорів вимірює рівень цього сигналу і записує в свою БД.

Так, по черзі всі БС розсилають пілот-сигнали, а сенсори приймають їх і вимірюють рівень сигналу від кожної БС згідно алгоритму RSSI і ці рівні записуються у відповідні регістри. Для переходу до наступної фази ініціалізації, необхідно почати ретрансляцію RSSI-інформації кожного сенсору в напрямку відповідних БС, а вже потім ця/ці БС передають цю інформацію на сервер.

Блок 3. Відповідна БС відправляє сигнал на активізацію сенсорів, які знаходяться в області центру сенсорного поля.

Блок 4. Для початку збору інформації на цій фазі ініціалізації сенсорам сенсорного поля необхідно почати передачу, для чого потрібно одержати доступ до середовища. На MAC-рівні (доступу до середовища) специфікацією IEEE 802.15.4 рекомендовано використання протоколу CSMA/CA.

Сенсори посиляють jam-signal - так званий сигнал про початок передачі і прослуховують канал.

Блок 5. Головний сенсор ситуаційного кластера з бази даних рівнів від базових станцій вибирає найближчу (з найбільшим занченням).

Блок 6. При наявності вільного каналу сенсор передає в широкомовному режимі свою адресу і місце розташування.

Блок 7. Сенсори, які отримали цю інформацію, відправляють підтвердження і свої параметри (адреса, рівні від БС і значення контрольованого параметра) главі ситуаційного кластера.

Отримуючи інформацію від всіх «небайдужих» сусідів голова кластеру вимірює рівні сигналу до кожного сусіда, обробляє, агрегує і передає всю отриману ним інформацію.

Блок 9. Вибір ретранслятора ґрунтується на двох критеріях «найближчий сусід» з найбільшим рівнем від найближчої БС.

Блок 10. В базі даних рівнів сигналу від сусідніх сенсорів вибирається найближчий до сенсору №1

Блок 11. Виходячи з даних найближчим до базової станції А з найближчих сусідніх вузлів сенсору №1 - є сенсор №2. Йому сенсор №1 передає свої параметри сусідів (у числі яких і параметри самого сенсору №2).

Блок 12. Вибраний сенсор-ретранслятор стає наступним главою кластера і збирає інформацію про своїх сусідніх вузлах, частина з яких були сусідами попереднього головного сенсора. Таким чином, деякі сенсори будуть повторно передавати свої параметри. Вони усереднюються головою кластера.

Маршрут між першим головним сенсором і поточним записується в таблицю маршрутизації.

Блок 13. Якщо наступним одержувачем інформації не є базова станція А, аналогічним чином сенсор №2 вибирає наступний вузол для ретрансляції та передає інформаційний блок про працездатних сенсорах.

Аналогічно будується подальший маршрут, збираються і передаються по ланцюжку параметри відповідних сенсорів на БС А, тобто ланцюжок маршруту для даного прикладу виглядає так:

1→2→8→9→10→11→12→13→14→15→16→А .

В базу даних базової станції А вноситься інформація про сенсорах, задіяних при формуванні маршруту. Якщо до БС не дійшла інформація, область, в якій активуються сенсори (Блок 3), збільшується (передбачається, що в області відсутні справні сенсори).

Сенсори записують маршрут передачі і передають його своїм сусідам. До наступного циклу актуалізації цей маршрут буде постійним. Сенсори, для яких БС А не найближча, в даний маршрут не входять.

Блок 14. Після такого циклу збору інформації стають відомими параметри деякого відсотка сенсорів. Ті сенсори, які не проявилися в процесі ініціалізації

мережі, в подальшому можуть бути використані як резервні та приєднатися до мережі вже в процесі її подальшого функціонування.

Блок 15. Аналогічно в цей же час базова станція В активізує сенсори у своєму квадранті і відбувається процес доставки інформації, аналогічний попередньому, і формування маршруту.

Блок 16-17 Аналогічно для С і D.

Інформація з БД кожної БС передається на керуючу, після чого передається через шлюз на сервер і ПУ.

Блок 18. Так як глобальні координати БС вважаємо відомими (хоча б одна БС обладнана модулем глобального позиціонування), то шляхом рішення системи рівнянь

$$\begin{cases} d_A^2 = (x_A - x_m)^2 + (y_A - y_m)^2; \\ d_B^2 = (x_B - x_m)^2 + (y_B - y_m)^2; \\ d_C^2 = (x_C - x_m)^2 + (y_C - y_m)^2; \\ d_D^2 = (x_D - x_m)^2 + (y_D - y_m)^2 \end{cases} \quad (4.24)$$

розраховуються координати сенсорів (x_m, y_m) , де (x_i, y_i) - координати i -ої БС, d_i - відстань до i -ої БС, яке обчислюється за методом RSSI.

Блок 19. Після розрахунку координат базові станції розсилають їх сенсорам.

4.6.3 Розробка моделі та дослідження процесу позиціонування

На основі способу позиціонування, алгоритму роботи та взаємодії елементів мережі на етапі ініціалізації була написана програма (комп'ютерна модель) для дослідження алгоритму визначення координат. Програма написана в середовищі розробки Code Gear C++ Builder 2007 з використанням вбудованих модулів і бібліотек.

Результати роботи програми наведені на рис. 4.10 з початковими умовами: кількість сенсорів - 200, розміри поля - 100×100 м, додаткове загасання від А - 0.5, від В - 0.7, від З - 0.3, від D - 0.8, максимальне значення випадкової похибки - 1 м. Базові станції розташовані в кутах поля.

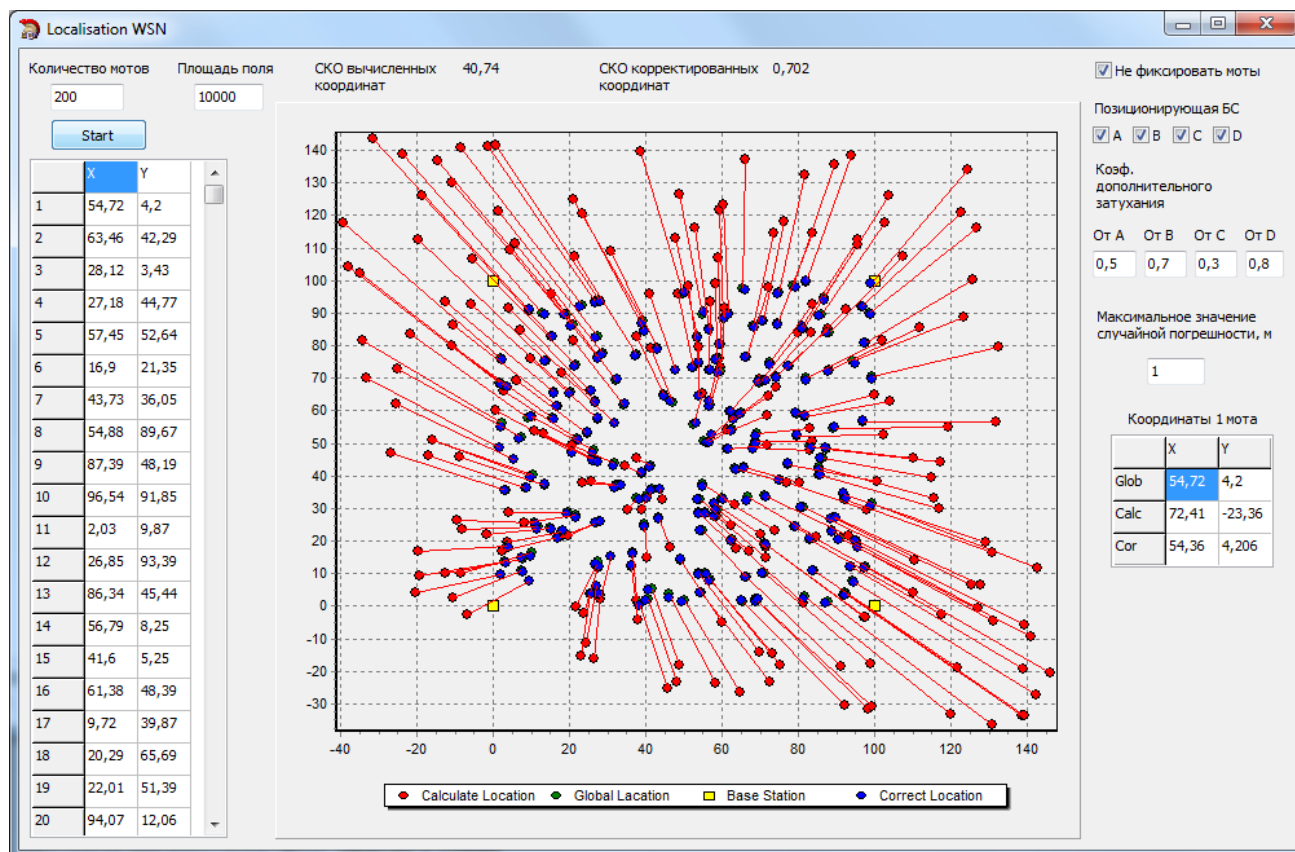


Рисунок 4.10 = Результати моделювання процесу позиціювання

Як видно на наведеному рис. 4.10 відхилення обчислених координат в середньому становить 39,85 м. Це підтверджується твердженням, що у відкритому просторі (поза приміщенням) точність алгоритму RSSI досягається приблизно за одну ітерацію.

4.7 Розробка технології і системи спостереження за рухомими об'єктами на основі мереж мобільного зв'язку GSM

4.7.1 Аналіз систем визначення місцеположення рухомих об'єктів

Актуальною задачею є створення системи стеження за рухомими об'єктами, на основі не тільки супутникових систем визначення місцезнаходження, в тому числі GPS, а й використання можливостей мереж мобільного зв'язку.

Існуючі системи визначення місцезнаходження за рухомими об'єктами, наприклад, пристрій BeneFone від Benish-GPS Ukraine, мають недолік, який полягає в тому, що не дають можливості автентифікації, тобто підтвердження особистості чи об'єкта стеження. До того ж вони працюють за одним методом визначення місцезнаходження об'єкта. Реалізація системи була неможливою, через відсутність портативних пристроїв з бездротовою автентифікацією.

В даному розділі розглядається особливості побудови системи стеження за рухомими об'єктами з автентифікацією, що базується на системі GPS, та опорної мережі мобільного зв'язку. Перевагами цієї системи є: простота установки; низька ціна засобів автентифікації; простота контролю маршрутів; простота налаштування та обслуговування; підвищена точність визначення місця розташування на відміну від радіомаяків попередніх поколінь; низька вартість експлуатації; використання мереж наземного зв'язку, як додаткових методів визначення місцезнаходження, у разі недоступності супутників GPS.

Щодо технології GSM, то існують наступні методи:

Cell of Origin – простий метод, що дозволяє обчислювати місцезнаходження мобільного телефону по відомому CellID (Cell Identifier, англ. ідентифікатор осередку/стільника). Координати обчислюються на основі зразкового знання розташування і радіусу осередків стільникової мережі, в яких мобільні телефони обслуговуються конкретною базовою станцією. Точність визначення місця розташування залежить від густини мережі базових станцій, поточних місцевих радіоумов і конфігурації стільника. При використанні даних с декількох сот, точність визначення підвищується в декілька раз.

TOA (Time of Arrival. Оцінка часу прибуття сигналу) – ґрунтована на вимірі і порівнянні інтервалів часу проходження сигналу від мобільного телефону абонента до декількох базових станцій. Точність може досягати 125 м.

Метод OTD (Observed Time Difference. Спостережувана різниця часу прибуття сигналу) – ґрунтована на вимірі і порівнянні інтервалів часу проходження сигналів від декількох базових станцій до мобільного телефону абонента. Вимагає модернізації мережевого устаткування.

A–GPS (Assisted Global Positioning System). Допоміжна Глобальна система позиціонування) – ґрунтована на вбудовуванні в мобільні телефони модуля GPS і перенесенні частини обчислювальних функцій на Mobile Location Center для зниження енергоспоживання і прискорення визначення місця розташування.

WiFi Origin Positioning Method – метод схожий до Cell of Origin, але використовує, як опорну мережу Wi-Fi-точки доступу. У системи висока точність у міській зоні, через велику кількість точок доступу, у сільській зоні вірогідність визначення місцезнаходження досить низька.

У даній роботі використовуються як методи GPS-систем, так і методи GSM [161]. Основні характеристики цих методів наведені в таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 – Основні характеристики методів визначення місцезнаходження об'єктів

Система	Точність (місто), м	Точність (село), м
CoO	800	30000
ToA	125	10000
OTD	75	8000
Wi-Fi origin	150	150
A-GPS	20	40
GPS		20

4.7.2 Розробка структури системи спостереження за об'єктами на основі радіомереж з аутентифікацією

Система має визначати місцезнаходження рухомих об'єктів з можливістю підтвердження автентичності даного об'єкту, і передавати ці дані про місцезнаходження на центр моніторингу. При цьому, повинні бути використані декілька методів визначення місцезнаходження об'єкту, зокрема методи GPS та GSM.

Запропонована система складається з наступних компонентів:

- пристрої контролю – «маячки», пристрої, що побудовані на базі мікропроцесору та модему, що передають інформацію про місцезнаходження на сервер, радіоканалом за допомогою стандарту GSM та технології GPRS;
- програмні пристрої контролю – програмне забезпечення - «маячок», що інтегроване в операційну систему смартфона, що передає інформацію про місцезнаходження на сервер, радіоканалом за допомогою стандарту GSM та технології GPRS, чи стандарту UMTS\WCDMA та технології HSDPA;
- система моніторингу – програмний продукт, що дозволяє переглядати маршрути, технічні характеристики з пристроїв контролю;
- сервер контролю – програмний продукт, збірник даних з пристроїв контролю, аналізатор, передатчик на систему моніторингу.

Для побудови зв'язку між пристроєм і сервером встановлюється зв'язок з точкою доступу, отримується адреса Інтернет-протоколу, підключається сервер імен. Ці дії виконуються за допомогою набору команд програмування мови AT(Hayes). Цей набір регламентується документом V.250, випущеним ITU-T.

Технологія NFC насамперед призначена для використання в мобільних пристроях. Вона є логічним продовженням, розвитком технологій RFID. NFC підтримує RFID стандарти ISO 14443/mifare, FeliCa, а також ISO / IEC 18092. Пристрої можуть працювати як в активному, так і в пасивному режимах. Пасивний режим функціонує за тими ж принципами, що і безконтактна карта RFID. Такий режим економить автономне живлення портативного пристрою і дозволяє використовувати NFC технологію навіть при вимкненому живленні.

NFC можна використовувати для всіх тих застосувань, для яких використовуються безконтактні карти, а сумісність з картковими стандартами, дозволяє використовувати вже існуючу інфраструктуру.

Для реалізації даної технології компанія Philips випустила мікросхеми PN511 і PN531.

Безконтактний модуль здійснює модуляцію і демодуляцію різних комунікаційних методів і протоколів на частоті 13,56 МГц, має легке в застосуванні програмне забезпечення для підтримки методів і інтерфейсів.

У роботі використовуються пасивні засоби формату mifare plus та zero.

4.7.3 Розробка програмного комплексу для системи спостереження за об'єктами на основі радіомереж з аутентифікацією

Організується GET-запит (запит до веб-сторінки містить змінні в тілі посилання). Запит формується залежно від типу даних, що передаються. Традиційним варіантом, є дані про широту і довготу, що передаються у вигляді десяткових чисел, що виражають координати точки по відношенню перетину і екватора і нульового меридіана.

При формуванні по протоколу NMEA дані передаються наступним синтаксисом:

```
$GPRMC,hhmmss.ss,A,GGMM.MM,P,gggmm.mm,J,v.v,b.b,ddmmyy,x.x,n,m*h  
h<CR><LF>
```

(пропусків і перенесень усередині рядка немає).

Крім того при передачі даних може передаватися додаткова цифрова (буквена інформація) для запису на сервері.

Для доступу до системи можливо використання смартфонів на базі операційної системи Android 2.3, та вище.

Умовно сервер можна поділити на декілька частин: обробка трафіку, що входить, з пристроїв (програма gresiever.php); обробка даних, пов'язаних з визначенням місцезнаходження за допомогою Cell of Origin та Wi-Fi network origin (програма loc.php); обробка вихідного трафіку на систему моніторингу (програма newgeo.php); база даних: текстова, MySQL; програма підключення до карт Яндекс (інтегрована в обробці вихідного трафіку).

Для прийому початкових даних використовується програми gresiever.php та loc.php. Оскільки кількість переданих змінних, безпосередньо залежна від

кількості тих, що приймаються, необхідно приймати правки, як в пристроях, програмному забезпеченні так і в серверній програмі.

Для мереж наземного зв'язку використовується конвертер loc.php, який здійснює запит до бази даних мережного географічного кодування.

Конвертування з NMEA (градусну) в десяткову систему відбувається за формулою:

$$D = (N \div 100) + (N - (N / 100)) / 60 * 100. \quad (4.25)$$

Код сторінки видачі результату виконаний за допомогою мови HTML з інкапсуляцією скриптів на мовах JavaScript і PHP.

Під час виконання роботи було створене програмне забезпечення для керування та використання системи. У якості радіомодулю використовувався мобільний пристрій під керуванням операційної системи Android.

Результат роботи клієнтської частини наведений на рисунках 4.11 - 4.12.



Рисунок 4.11 - Інтерфейс користувача системи



Рисунок 4.12 - Інтерфейс користувача системи на мобільній платформі

4.8 Багатокритеріальна оптимізація при виборі мовних кодеків в мережах мобільного зв'язку

З ускладненням і збільшенням вартості проєктованих систем актуальним є знаходження оптимальних варіантів систем. Зокрема, виникає необхідність вибору мовних кодеків, оптимальних з урахуванням сукупності показників якості [169]. Враховуючи, що показники якості мовних кодеків пов'язані між собою та носять антагоністичний характер, при цьому існує необхідність застосування для вибору оптимального кодека методів багатокритеріальної оптимізації. Формальне рішення задачі багатокритеріальної оптимізації зводиться до знаходження деякого підмножини компромісних, то є Парето-оптимальних варіантів системи [162 – 169]. При цьому досягається узгоджений за критерієм Парето-оптимум введених показників якості, який означає, що подальше поліпшення кожного з показників досягається лише за рахунок погіршення інших показників якості системи.

У ряді випадків із-за недостатних апріорних уявлень про оптимальність системи не вдається у формалізованому вигляді задати скалярний критерій оптимальності, що приводить до вибору єдиного рішення $\phi^{(o)} = \underset{\phi \in \Phi_o}{opt}[U(\phi)]$. Тому на

початкових етапах проектування систему $\phi \in \Phi_o$ характеризують сукупністю показників якості і пов'язаної з ними векторної цільової функцією

$$\vec{k}(\phi) = (k_1(\phi), \dots, k_m(\phi)). \quad (4.26)$$

Парето-оптимальні рішення можуть бути знайдені безпосередньо на множині Φ_o із застосуванням введених бінарних відносин суворої переваги $\succ$. Поряд з цим підмножина Парето-оптимальних варіантів системи може бути знайдено також і в просторі оцінок показників якості (4.26), яке називається критеріальним простором, згідно

$$V = \vec{K}(\Phi_o) = \{\vec{v} \in R^m \mid \vec{v} = (k_1(\phi), k_2(\phi), \dots, k_m(\phi)), \phi \in \Phi_o\}. \quad (4.27)$$

Узгоджений оптимум визначається шляхом знаходження підмножини Парето-оптимальних оцінок V^o , недомінуємих за бінарним відношенням нестрогої переваги $\geq$.

$$opt_{\geq} V = \{\vec{k}(\phi^o) \in V^o \mid \forall \vec{k}(\phi) \in V : \vec{k}(\phi) \geq \vec{k}(\phi^o)\}. \quad (4.28)$$

Правило вибору оцінок, оптимальних за критерієм Парето (4.28), означає, що оцінка вектора (4.26) $\vec{k}(\phi^o) \in V^o$ включається в підмножину Парето, якщо не існує інших оцінок $\vec{k}(\phi)$, для яких було б справедливо бінарне відношення $\vec{k}(\phi) \geq \vec{k}(\phi^o)$.

Щоб отримати вектор пріоритетів порівнюваних варіантів мовних кодеків, виконана обробка матриці парних порівнянь. Основні обчислювальні процедури для отримання оцінки вектора пріоритетів визначаються співвідношеннями (4.26 – 4.28) [169].

	Матрица парных сравнений		Вычисление оценки компонент собственного вектора по строкам	Получение оценки вектора приоритетов
	$K_1 \quad K_2 \quad \dots \quad K_n$			
K_1	$\frac{w_1}{w_1} \quad \frac{w_1}{w_2} \quad \dots \quad \frac{w_1}{w_n}$		$\sqrt[n]{\frac{w_1}{w_1} \times \frac{w_1}{w_2} \times \dots \times \frac{w_1}{w_n}} = V_1$	$\frac{V_1}{S} = P_1$
K_2	$\frac{w_2}{w_1} \quad \frac{w_2}{w_2} \quad \dots \quad \frac{w_2}{w_n}$	(1)	$\sqrt[n]{\frac{w_2}{w_1} \times \frac{w_2}{w_2} \times \dots \times \frac{w_2}{w_n}} = V_2$	$\frac{V_2}{S} = P_2$
$\dots$	$\dots$		$\dots$	$\dots$
K_n	$\frac{w_n}{w_1} \quad \frac{w_n}{w_2} \quad \dots \quad \frac{w_n}{w_n}$		$\sqrt[n]{\frac{w_n}{w_1} \times \frac{w_n}{w_2} \times \dots \times \frac{w_n}{w_n}} = V_n$	$\frac{V_n}{S} = P_n$

(1)
(2)
(3)

Тут $\frac{w_i}{w_j} = a_{ij}$ - числові оцінки парних порівнянь показників якості $S = \sum_{i=1}^n V_i$.

Згідно (4.27) компоненти головного власного вектора обчислюється як середнє геометричне значення в рядку матриці парних порівнянь

$$V_i = \sqrt[n]{\prod_{j=1}^n a_{ij}}, \quad i, j = \overline{1, n}. \quad (4.29)$$

Компоненти вектора пріоритетів згідно (4.28) обчислюються як нормовані значення головного власного вектора

$$P_i = \frac{V_i}{\sum_{i=1}^n V_i}, \quad j = \overline{1, n}. \quad (4.30)$$

Для проведення порівняльного аналізу мовних кодеків і вибору оптимального варіанту кодека з урахуванням сукупності показників якості використовувалися дані про 23 мовних кодеків, які характеризуються п'ятьма показниками якості: швидкість кодування, оцінка якості кодування мови, складність реалізації, розмір кадру, сумарна затримка.

В табл. 4.5 наведено результати перетворення вихідних значень показників якості мовних кодеків. На основі отриманих даних табл. 4.5 розглянуті практичні особливості застосування описаних вище методів виділення підмножини Парето-оптимальних варіантів мовних кодеків з урахуванням сукупності показників якості, а також подальшого вибору єдиного варіанта з підмножини Парето.

Зокрема, з вихідної множини 23 варіантів мовних кодеків виділено згідно (4.28) підмножина Парето, яка містить 12 варіантів мовних кодеків (табл. 4.5 вони відмічені знаком +).

Далі виконані парні порівняння на III рівні ієрархії. Зокрема, виконані парні порівняння мовних кодеків по відношенню до вибраних показників якості: швидкості кодування, до якості кодування мови, до складності реалізації, розміру кадру, до сумарної затримки. В результаті обробки отриманої матриці парних порівнянь обчислені згідно (4.29) і (4.30) компоненти власного вектора і вектора

Таблиця 4.5 - Вибір Парето-оптимальних варіантів мовних кодеків

№	Кодеки	$K_{1н}$	$K_{2н}$	$K'_{3н}$	$K_{4н}$	$K'_{5н}$	Выбор Парето-оптимальных вариантов
1	G 711	1	0,851	0,604	0,004	0,515	-
2	G 721	0,5	0,911	1	0,004	1	+
3	G 722	0,75	0,851	0,604	0,004	0,969	-
4	G 722(a)	0,875	1	0,604	0,004	0,969	+
5	G 722(b)	1	0,918	0,604	0,004	0,969	+
6	G 723.1(a)	0,083	0,8	0,439	1	0,818	+
7	G 723.1	0,1	0,867	0,424	1	0,818	+
8	G 726	0,375	0,822	0,748	0,004	1	-
9	G 726(a)	0,5	0,9	0,748	0,004	1	-
10	G 726(b)	0,625	0,866	0,748	0,004	1	+
11	G 727	0,375	0,822	0,727	0,004	1	-
12	G 727(a)	0,5	0,9	0,727	0,004	1	-
13	G 727(b)	0,625	0,866	0,727	0,004	1	-
14	G 728	0,25	0,889	0,281	0,021	1	+
15	G 729	0,125	0,9	0,317	0,333	0,879	+
16	G 729a	0,125	0,878	0,669	0,333	0,879	+
17	G 729b	0,125	0,9	0,309	0,333	0,879	-
18	G 729ab	0,125	0,878	0,626	0,333	0,879	-
19	G 729c	0,125	0,911	0,237	0,333	0,879	-
20	G 729c(a)	0,184	0,915	0,237	0,333	0,879	+
21	G 727(c)	0,25	0,889	0,727	0,004	1	-
22	G 728(a)	0,2	0,911	0,453	0,021	1	+
23	G 729d	0,1	0,889	0,359	0,333	0,879	+

пріоритетів показників якості. Аналогічно обчислені оцінки векторів пріоритетів P_j по відношенню до швидкості кодування, до затримки при кодуванні, до

розміру кадру, до складності реалізації, якістю кодування мови, які наведені в табл. 4.6. У цій таблиці наведено також отримані раніше компоненти вектора пріоритетів показників якості $\vec{P}_i$. З їх використанням обчислені значення компонент глобального вектора пріоритетів $\vec{C}$, які наведені в табл. 4.6.

Згідно методу Сааті за максимальним значенням компонент вектора глобальних пріоритетів (табл. 4.6) вибирається єдиний мовний кодек з підмножини Парето з урахуванням введених показників якості. В даному прикладі виявився мовний кодек G. 721, який характеризується наступними показниками якості: швидкість кодування - 32 кбіт/с, якість кодування мови - 4,1, складність реалізації - 7,2 MIPS, розмір кадру - 0,125 мс, сумарна затримка - 30 мс.

$$C = \sum_{i=1}^5 Q_i P_{ij}, \quad j = \overline{1,12}. \quad (4.31)$$

де P_j - вектор пріоритетів мовних кодеків по відношенню до показників якості; P_i - вектор пріоритетів показників якості.

Таблиця 4.6 - Результати обчислення значень компонент глобального вектора пріоритетів мовних кодеків

Кодеки	Компоненты вектора приоритетов речевых кодеков по отношению к показателям качества речевых кодеков $\vec{P}_i$, $i = \overline{1,5}$					Значение компонент глобального вектора приоритетов $\vec{C}$
	Скорость кодирования	Оценка качества	Сложность реализации	Размер кадра	Суммарная задержка	
G 721	0,1239	0,0879	0,1398	0,0141	0,1153	0,1083358
G 722(a)	0,0075	0,1287	0,0282	0,0072	0,0387	0,0443336
G 722(b)	0,0068	0,0937	0,0315	0,0079	0,0424	0,0353226
G 723.1(a)	0,0167	0,0053	0,0149	0,1506	0,0061	0,0227851
G 723.1	0,0186	0,0166	0,0131	0,1601	0,0069	0,0271496
G 726(b)	0,0122	0,0158	0,0941	0,0098	0,0527	0,0271534
G 728	0,0729	0,0317	0,0048	0,0325	0,0667	0,0481403
G 729	0,0279	0,0549	0,0071	0,0844	0,0213	0,0358204
G 729a	0,0263	0,0201	0,0539	0,0748	0,0101	0,0318528
G 729e(a)	0,0411	0,0794	0,0042	0,0554	0,0195	0,0354135
G 728(a)	0,0458	0,0865	0,0128	0,0288	0,0451	0,050341
G 729d	0,0192	0,0359	0,0091	0,0795	0,0177	0,0264809
Координаты вектора $\vec{Q}_i$						
	0,4668	0,2681	0,1545	0,0733	0,0373	

4.9 Апаратно-програмний комплекс архівування та інформування по каналах мобільного зв'язку GSM

Пристрій DTR-08-GSM призначений для реєстрації мовної інформації, що надходить по одному каналу GSM і двох аналогових каналах. До GSM каналу пристрою підключається звичайний телефонний апарат і в пристрій вставляється SIM-картка мобільного оператора. До аналогових каналах можуть підключатися телефонні лінії або будь-який аналоговий сигнал НЧ. Область застосування - облік і контроль аудіоінформації на диспетчерських пунктах в енергетиці, пожежної охорони, залізничному транспорті, аварійних та охоронних службах.

Запис інформації з усіх трьох каналів здійснюється в цифровому вигляді. Частота дискретизації сигналу 8000 Гц. Кожен відлік сигналу в цифровому

вигляді представлений 12 бітами. Включення запису в аналогових каналах проводиться автоматично за підняття телефонної трубки (для телефонної лінії) або по перевищенню вхідним сигналом заданого рівня (для НЧ сигналу мікрофона). В GSM каналі запис включається при встановленні з'єднання. У каналах, що підключені до аналогових телефонних ліній, і в каналі GSM визначаються номери телефонів вхідних дзвінків і номери, що набираються. У кожному каналі є автовідповідач, що індивідуально настроюється. Фраза автовідповіді записується за допомогою телефону, підключеного до аналоговому каналу DTR.

Багатоканальний пристрій документування та архівування мовної інформації DTR-08-GSM працює спільно з персональним комп'ютером, до якого підключається через шину USB. Для роботи GSM каналу необхідний звичайний кнопочний телефонний апарат. Принцип роботи багатоканального пристрою документування та архівування мовної інформації DTR полягає в перетворенні аналогового електричного сигналу, що надходить на вхід каналу, в цифрову форму і введення цієї цифрової інформації в комп'ютер. Кожен відлік сигналу представляється двенадцятиразрядним двійковим кодом [170]. Передача цифрової інформації з пристрою DTR в комп'ютер здійснюється через шину USB. При відтворенні записів виконується зворотне перетворення цифрової інформації в аналоговий сигнал.

Робота пристрою цифрового звукозапису відбувається під управлінням спеціалізованої програми DTR. Програма DTR працює як служба, тобто запис мовної інформації відбувається незалежно від того, хто здійснив вхід в систему. Для управління роботою DTR і прослуховування записів запускаються окремі програми - Recorder DTR і Player DTR. Якщо комп'ютер з платою DTR включений в комп'ютерну мережу, програми Recorder DTR і Player DTR можуть запускатися на інших комп'ютерах мережі. Програма архівації мови DTR складається з трьох окремих програм:

1. Програма, що виробляє запис на диск.

2. Програма управління Dtr Recorder. Дозволяє контролювати і прослуховувати сигнали в каналах, встановлювати режими запису.

3. Програма відтворення розмов DTR Player.

Для управління архіватором використовується програма Recorder DTR. При її запуску з'явиться головна панель управління програми (рис.4.13). На головній панелі розташовуються: рядок меню, панель інструментів, таблиця стану каналів і рядок стану

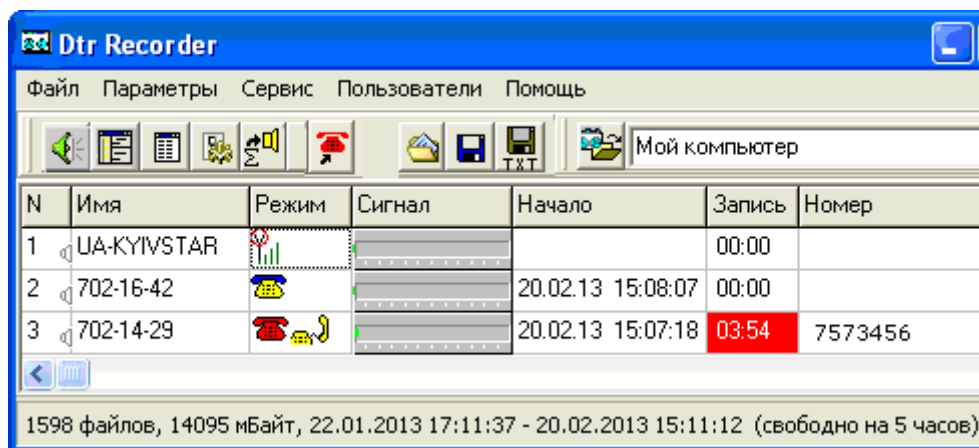


Рисунок 4.13 - Головна панель управління програми Recorder DTR

Після підключення сигналів до входів каналів необхідно встановити параметри кожного каналу у відповідності з підключеними сигналами. Для кожного каналу це здійснюється подвійним натисканням лівої клавіші миші у стовпці режиму відповідного каналу. Після цього з'явиться діалогове вікно налаштування каналу (Рис.4.14).

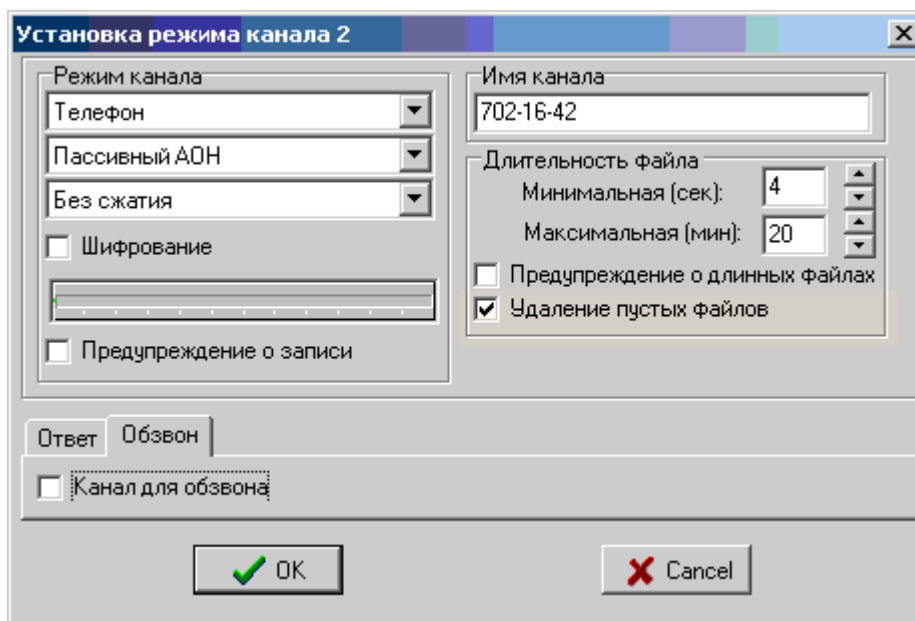


Рисунок 4.14 - Вікно установки параметрів каналів

Запис інформації відбувається в автоматичному режимі. Коли рівень сигналу в якому-небудь каналі перевищує поріг включення запису або знята слухавка, починається запис. У колонці «Запис» (рис.4.13) у відповідному каналі з'являються годинник на червоному тлі. По закінченню запису файл розмови додається в список, де фіксується дата, час початку розмови (год., хв., сек.), номер каналу, номер телефону (якщо він визначений), тривалість розмови (хв., сек.). В нижній частині головної панелі програми Recorder DTR у рядку стану відображається загальна кількість і загальний розмір файлів, дата і час найдавнішою не захищеної від стирання запису, поточні дата і час.

Пряме прослуховування запису розмов включається натисненням клавіші миші у першому стовпці таблиці стану каналів (Рис. 4.13). Відкриється вікно прямого прослуховування (рис. 4.15). Затримка сигналу при прямому прослуховуванні становить 0,5-1сек. Регулювання гучності і АРУ здійснюється регуляторами.

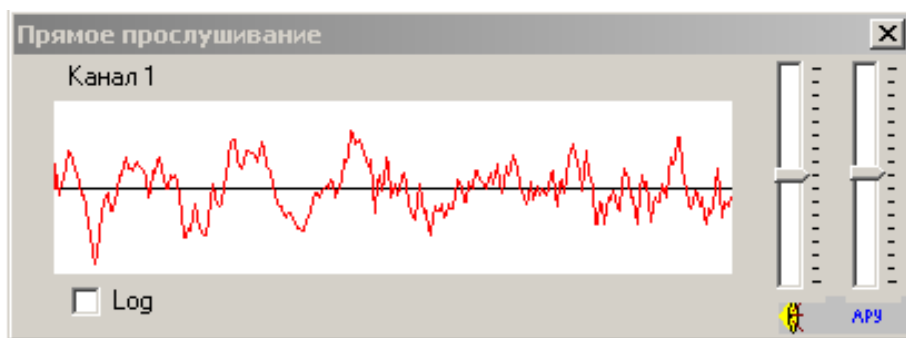


Рисунок 4.15 - Вікно прямого прослуховування каналу

В каналі GSM (канал 1) запис і прослуховування розмов відбувається так само, як і у звичайних каналах. При вхідних дзвінках визначається номер абонента, який відображається в рядку стану каналу на головній панелі програми. Для того, щоб зробити вихідний дзвінок в каналі GSM потрібно натиснути кнопку «Подзвонити GSM». Відкриється вікно «Подзвонити, канал " 1» (рис. 4.16).

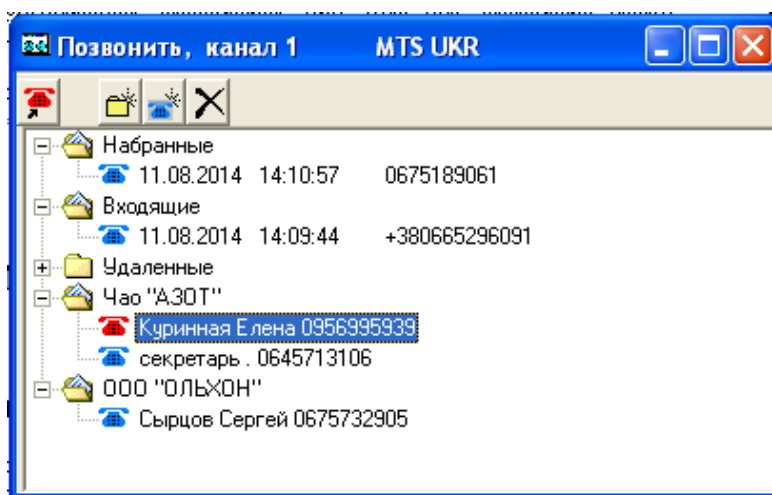


Рисунок 4.16 - Вікно роботи з каналом GSM

Щоб прослухати записані розмови, потрібно запустити програму Player DTR (Пуск/Програми/DTR/Player DTR або кнопкою з програми RecorderDtr). Програма може використовуватися для прослуховування розмов працюючого архіватора (локального або в мережі під Windows 2000/XP) або раніше створених записів. Вибір комп'ютера або каталогу з записами проводиться за допомогою кнопки на головній панелі. При прослуховуванні розмов працюючого архіватора

список розмов постійно оновлюється. Після вибору з'явиться головне вікно відтворення записаних розмов (рис. 4.17).

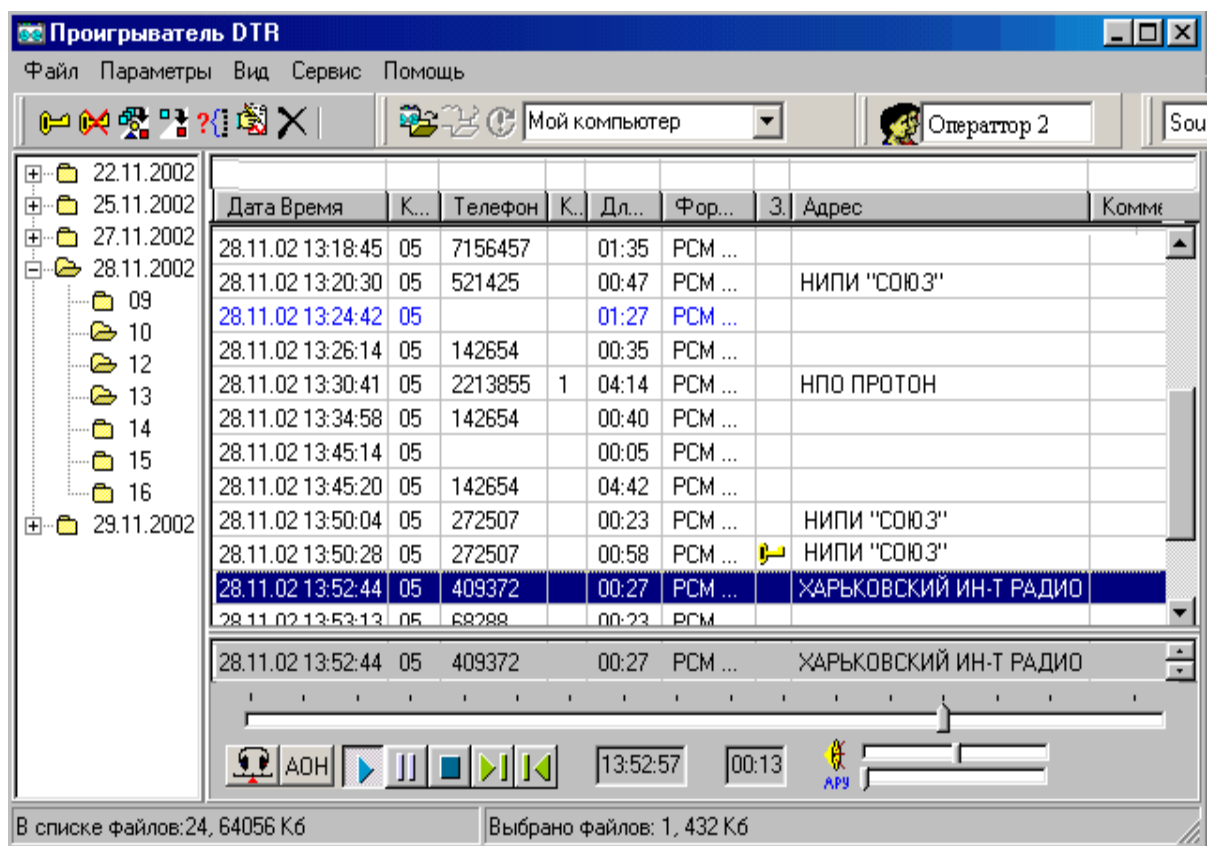


Рисунок 4.17 - Головне вікно програми Player DTR.

В детальному списку зазначаються: дата і час початку розмови; номер каналу; номер телефону; категорія абонента для вхідних дзвінків; тривалість розмови (хв., сек.); формат запису; захист від стирання; адреса, визначений за номером телефону; коментар.

Комп'ютер, де встановлена плата DTR, може бути включений в локальну мережу. Це дозволить здійснювати управління роботою архіватора та прослуховування записаної інформації на віддаленому комп'ютері. Для цього на віддаленому комп'ютері встановлюють програму DTR. При запуску цієї програми відкривається вікно вибору комп'ютера в мережі, де знаходиться архіватор (рис. 4.18).

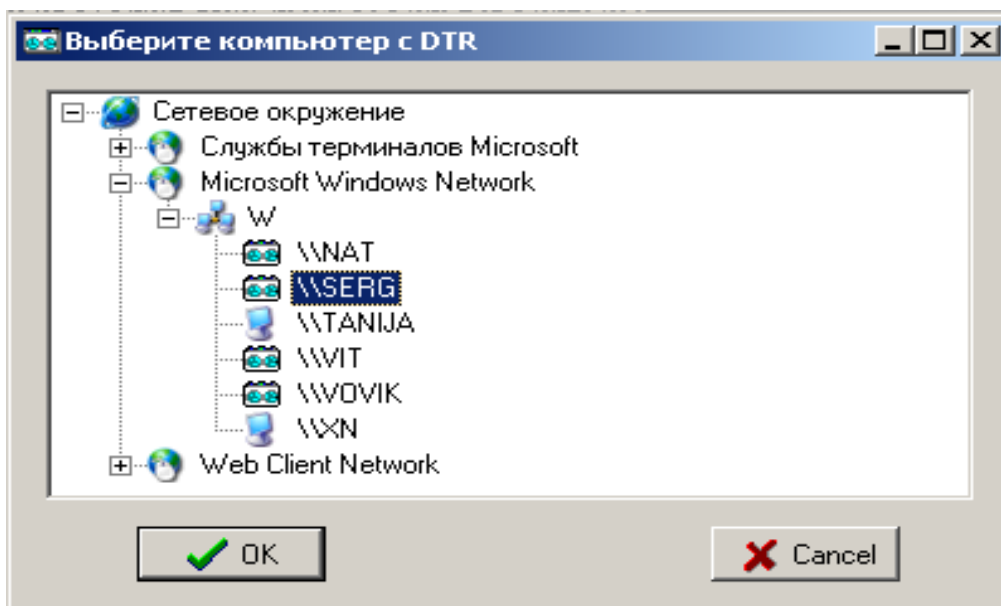


Рисунок 4.18 - Вікно вибору комп'ютера з DTR в мережі

Доступ до архіватора мови DTR можна отримати з будь-якого віддаленого комп'ютера, використовуючи телефонну мережу і модем.

Апаратно - програмний комплекс архівації й інформування по телефонних каналах, створений у Харківському національному університеті радіоелектроніки по вище викладеній методології, дозволяє створювати гнучкі інформаційні системи для рішення широкого кола організаційних і технічних завдань.

ВИСНОВКИ

В ході даної НДР виконані наступні завдання.

1. Проведено огляд сучасних методів і алгоритмів адаптивного захисту РЛС із ФАР від завад:

- кореляційних автокомпенсаторів (АК) шумових перешкод зі стохастичними градієнтними алгоритмами адаптації;
- квазіньютонівських алгоритмів адаптації на основі оцінок максимальної правдоподібності (МП оцінок) кореляційних матриць (КМ) шумових перешкод;
- квазіньютонівських алгоритмів адаптації на основі діагонально-регуляризованих МП оцінок КМ шумових перешкод.

2. Розроблено адаптивний алгоритм захисту від завад РЛС із двомірною плоскою ФАР з підвищеною ефективністю на основі стрічково-діагонально регуляризованих МП оцінок КМ шумових перешкод та пристрій його практичної реалізації на базі адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ).

3. Розроблено математичну модель системи адаптивної просторової обробки відбитих сигналів на тлі власного шуму випромінювачів і зовнішніх перешкод від точкових джерел незалежних шумових випромінювань у РЛС із прямокутною (у тому числі – квадратною) багатoelementною плоскою ФАР.

Основна увага приділена подоланню обчислювальних складностей, пов'язаних з високою розмірністю розв'язуваних задач через велику кількість ($100 \times 100 = 10000$) випромінювачів проектованої ФАР. Ця задача розв'язана за рахунок урахування специфіки ФАР, пов'язаної із прямокутною (квадратною) формою апертури й еквідистантним розташуванням ідентичних випромінювачів уздовж головних осей. У цих умовах вхідні дії та їх перетворення в каналах приймання вдається представити у вигляді кронекерівських добутків, що дозволяє замінити операції з векторами й матрицями великої розмірності операціями з їх кронекерівськими співмножниками, розмірність яких істотно менше.

Отримані кронекерівські співмножники векторів комплексних амплітуд і кореляційних матриць власного шуму, шумових випромінювань зовнішніх джерел і відбитих сигналів цілей при всіх перетвореннях у приймальних трактах – зважуван-

ні, формуванні модулів, діаграмоутворенні, узгодженій фільтрації в просторових фільтрах з ідентичними і неідентичними параметрами. Фінальні КМ на вході досліджуваних адаптивних пристроїв просторової (міжканальної) обробки дозволяють одержати й порівняти їх енергетичні характеристики в перехідному й сталому режимах і на цій основі обґрунтувати рекомендації з їх вибору для практичної реалізації, що становить основну мету даної роботи.

4. Отримані при розробці моделі математичні співвідношення покладені в основу Matlab – програми, використаної при експериментальних дослідженнях методом математичного моделювання розглянутих технічних рішень, що дозволили відповісти на питання, сформульовані в ТЗ.

Matlab – програма дозволяє Користувачеві варіювати число випромінювачів і відстань між ними по кожній з головних осей, розміри модулів, закон зважування вихідних сигналів випромінювачів або утворених з них модулів, структуру системи компенсаційних каналів, число, кутові координати джерел перешкод і їх відносні інтенсивності, параметри систем завадозахисту, а також оцінювати їх потенційну й реальну ефективність при адаптації на основі навчаючих вибірок заданого об'єму.

5. На основі результатів математичного моделювання обґрунтована кількість, розташування й структура системи компенсаційних каналів, формованих з модулів 10000 – елементної ФАР з 625 модулями розміру 4×4 при зважуванні вихідних сигналів модулів за законом Тейлора. Показано, зокрема, що при дії джерел шумових перешкод (ШП) по бічних пелюстках ДС плоскої ФАР рознос компенсаційних ідентичних модулів, число яких не менше числа джерел випромінювань, що заважають, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах потенційно забезпечить майже повне придушення зовнішніх перешкод і ефективність, близьку до потенційно можливої в їх відсутність. Подальший ріст числа компенсаційних каналів у цих умовах практично не підвищує ефективність просторової обробки.

У реальних умовах неідентичних імпульсних характеристик (ІХ) каналів приймання з типовими дисперсіями неідентичностей кількість компенсаційних каналів повинна у 2–3 рази перевищувати кількість зовнішніх шумових джерел. За рахунок цього росте ймовірність того, що в збільшеному числі каналів з випадко-

вими параметрами неідентичностей знайдеться $m \geq n$ "гарних" ІХ, необхідних для ефективної компенсації випромінювань n зовнішніх джерел. При цьому, однак, зберігається необхідність контролювати й мінімізувати ступінь розкиду ІХ каналів приймання.

6. Методом математичного моделювання з використанням розробленої Matlab – програми проведено порівняльний аналіз сучасних і запропонованого алгоритмів адаптивного захисту РЛС із двовірною плоскою ФАР від шумових завад.

Показано, що в кореляційному АК з градієнтним алгоритмом настроювання час перехідного процесу від початкового до сталого режиму (швидкодія) залежить від ступеня складності перешкодової обстановки (кількості й розташування джерел перешкод, їх інтенсивності) і вже при дії трьох-чотирьох джерел ШП може бути неприпустимо великим.

Цей суттєвий недолік АК усувається в квазіньютонівському алгоритмі адаптації на основі нерегуляризованої МП оцінки КМ шумових перешкод. У свою чергу, основний недолік цього алгоритму полягає в неможливості адаптуватися до набору навчаючих вибірок об'єму $K \geq M$, а для того, щоб втрати відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) не перевищили 3 дБ, потрібні вибірки приблизно вдвічі більшого об'єму ($K \geq 2 \cdot M - 3$). У широкому класі багатоканальних ($M \gg 1$) систем, що працюють у динамічно мінливій перешкодовій обстановці, навчаючі вибірки такого об'єму можуть бути практично недоступними, так що ефективну адаптацію на основі цього алгоритму можна забезпечити тільки у відносно малоканальних системах обробки й, як наслідок, тільки при малій кількості джерел ШП.

Для квазіньютонівського алгоритму на основі регуляризованої МП оцінки КМ ШП процедура адаптації може починатися вже з першої навчаючої вибірки. При відповідному виборі параметра регуляризації β_0 істотно підвищується швидкодія адаптивної обробки. Так, вхід у зону "3 дБ втрат" забезпечується при вибірці об'єму $K = 2 \cdot n$, удвічі більшого числа n зовнішніх джерел ШП, що в реальних умовах $n \ll M$ істотно менше, ніж при адаптації на основі нерегуляризованої МП оцінки КМ.

Однак достоїнства розглянутих квазіньютонівських алгоритмів адаптації з явним формуванням матриць, оберненим до використовуваних оцінок КМ перешкод, можуть не реалізуватися на практиці через їх сильну чутливість до точності обчислень. Математичне моделювання показало, що при обчисленнях з обмеженою (одинарною) розрядною сіткою в квазіньютонівських алгоритмах з явно формованими оцінками КМ або матриць, обернених до них, з ростом об'єму навчаючої вибірки може не тільки не збільшуватися, але навіть знижуватися, і тем сильніше, чим вище інтенсивність перешкод. В АРФ цей ефект відсутній, у зв'язку із чим він виявляється істотно ефективніше теоретично еквівалентних методів, у яких оцінки використовуваних матриць формуються явно.

7. На основі теоретичних досліджень та результатів математичного моделювання сформульовані основні рекомендації щодо побудови системи адаптивної просторової обробки з підвищеною ефективністю для захисту від шумових завад РЛС із двомірною плоскою ФАР, які діють по бічним пелюсткам ДС ФАР.

Так, структуру та параметри компенсаційних каналів рекомендується вибирати наступним образом:

- потрібно забезпечити рознос у просторі компенсаційних модулів, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах;
- при ідентичних приймальних каналах кількість компенсаційних модулів повинна бути не менше кількості джерел зовнішніх шумових випромінювань;
- при неідентичних приймальних каналах для забезпечення ефективності обробки, близької до потенційної потрібно збільшити кількість компенсаційних модулів у 2 – 3 рази.

Алгоритм адаптивного захисту РЛС від завад необхідно будувати на основі оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці завад зі стрічково-діагональною її регуляризацією.

Регуляризована таким чином МП оцінка КМ завад забезпечить суттєве підвищення швидкодії адаптивного захисту у порівнянні з кореляційними автокомпенсаторами шумових перешкод з градієнтними алгоритмами настроювання та нерегуляризованими МП оцінка КМ завад.

Як пристрій практичної реалізації алгоритму адаптивного захисту РЛС від завад на основі стрічково-діагонально регуляризованою МП оцінкою КМ завад рекомендуються багатоступеневі адаптивні решітчасті фільтри. Вказана стрічково-діагональна регуляризація достатньо легко реалізується в АРФ. Так, діагональна регуляризація зводиться до використання діагональної регуляризації при настроюванні АРФ, а стрічкова регуляризація – до обмеження числа ступенів АРФ.

8. Проведене в даній роботі дослідження кореляційних характеристик поля антени з круглою апертурою, сфокусованою в зону Френеля, є заключним етапом в загальному дослідженні статистики поля подібних антен. Отримані в даній роботі формули та графіки для коефіцієнтів кореляції флуктуацій комплексного поля, а також флуктуацій амплітуди і фази цього поля, так само як і приведені в [45,46] результати по середнім і флуктуаційним характеристикам поля сфокусованої антени з круглою апертурою мають широку область застосовності. Обумовлено це тим, що результати всіх цих робіт придатні при будь-яких фокусних відстанях і при будь-якому внутрішньому чи зовнішньому механізмі походження фазових флуктуацій в апертурі.

Результати досліджень статистики поля на фокальній сфері антени з круглою апертурою, як і слід було чекати, виявилися якісно аналогічними результатам, отриманим раніш в [47] при вивченні статистики поля лінійної антени в далекій зоні. Однак, оскільки антени з круглою апертурою є основним і найбільш розповсюдженим типом антен сучасних радіотехнічних систем, то дуже важливо мати також кількісні оцінки різних статистичних ефектів для цих антен. Саме ця обставина і стимулювала проведення нами дослідження статистики поля антени з круглою апертурою в найзагальнішій постановці цієї задачі.

9. Проведений аналіз форматів представлення інформації навігаторами різних виробників.

10. Визначені моделі навігаторів, дані яких можуть використовуватися для високоточного визначення параметрів руху наземних транспортних засобів.

11. Розроблене програмне забезпечення, що дозволяє отримувати вимірювальну інформацію навігаторів у масштабі реального часу.

12. Проведена експериментальна оцінка точності фазових вимірювань навігаторів і точності навігаційних визначень, досяжної при їх використанні.

13. Розроблені методи, алгоритми та дослідницьке програмне забезпечення попередньої та мережної обробки фазової вимірювальної інформації навігаторів.

14. Проведене експериментальне дослідження розроблених методів та алгоритмів з використанням реальної вимірювальної інформації навігатора.

15. Визначені умови ефективного застосування розробленої технології високоточного визначення параметрів руху і напрямів її удосконалення.

Розроблені методи та алгоритми призначені для високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об'єктів на основі мережної обробки фазових вимірів одночастотних приймачів навігаційних сигналів низької цінової групи (навігаторів). На цей час технологія мережної обробки фазових вимірювань приймачів навігаційних сигналів геодезичного класу вже добре розроблена. Але вона не може бути використана для фазових вимірювань навігаторів через їх підвищені погрішності: шумові, обумовлені множинним поширенням сигналів, методичні спрощення обробки тощо. Таким чином, розроблена технологія високоточного визначення параметрів руху наземних об'єктів випереджає існуючі у світі аналоги.

Практична цінність отриманих результатів полягає в можливості застосування розробленої технології високоточного визначення параметрів руху наземних транспортних засобів в рамках побудови системи моніторингу параметрів руху транспортних засобів, удосконалення автоматизованих систем керування дорожнім рухом, контролю дотримання водіями правил дорожнього руху, детального аналізу обставин дорожньо-транспортних пригод, створення систем автоматизованого стягнення плати за користування платними паркувальними майданчиками тощо.

Розроблена технологія може бути реалізована при створенні регіональних інформаційно-аналітичних систем моніторингу та організації дорожнього руху, що входять до складу створюваної державної інтегрованої інформаційної системи (ДІ-ІС).

Розроблена технологія високоточного визначення параметрів руху автотранспортних засобів є дуже актуальною для підвищення безпеки дорожнього руху. Її

впровадження дозволить підвищити ефективність роботи ДАІ, комунальних служб і комерційних організацій, які функціонують у транспортній галузі, а також страхових компаній, які зацікавлені у безумовному дотриманні водіями правил дорожнього руху.

Проведені дослідження показали, що ефективність розробленої технології високоточного визначення параметрів руху є найвищою за умови накопичення оброблюваної вимірювальної інформації навігатора за межами великих міст. Для розширення області застосування даної технології доцільно удосконалити її шляхом доповнення оброблюваної супутникової навігаційної інформації даними інерціальної системи, встановленої на тому ж транспортному засобі.

16. Розроблена удосконалена технологія імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні;

17. Розроблено нову інформаційну технологію імітаційно-математичного моделювання систем моніторингу радіоелектронно-об'єктової обстановки з зонами спостереження за рухомими об'єктами по відповідним полям різного призначення;

18. Розроблено методику і алгоритм розрахунку зон спостереження засобів радіочастотного моніторингу із заданими характеристиками їх антенно-фідерних систем і приймальних трактів.

19. Створено програмний комплекс імітації радіоелектронно-об'єктової обстановки для вирішення різноманітних задач (пошуку, виявлення, оцінювання, розпізнавання, визначення місцеположення, супроводження траєкторій) активно-пасивними системами моніторингу рухомих об'єктів;

Очікувані наукова та науково-технічна продукція відповідає світовому рівню теорії і техніки обробки інформації про РЕОО, а по комплексності випереджає світові аналоги. Інформаційна технологія стосовно національної системи радіочастотного моніторингу контролю за використанням РЕЗ різних радіотехнологій радіочастотного ресурсу України впроваджена і використовується за призначенням у вигляді інформаційно-розрахункової системи в ДП «Український державний центр радіочастот», що підтверджується двома актами впровадження. На дану інформаційно-розрахункову систему отримано 2 авторських права на твір [143-144].

20. Аналіз архітектур мереж мобільного зв'язку для надання інтегрованих послуг зв'язку показує, що такими мережами можуть бути мультисервісні NGN, які будуються, виходячи з універсальних середовищ передачі, універсальних мережних технологій і протоколів, які забезпечують конвергенцію технологій мереж та інтеграцію послуг.

Застосування мультисервісних платформ і програмних комутаторів для побудови мультисервісних мереж має такі переваги: динамічна маршрутизація і сигналізація PNNI (Private Network-to-Network Interface), що сприяє спрощенню мережного планування; наскрізна підтримка функцій якості обслуговування QoS операторського рівня; здатність до взаємодії з продукцією інших постачальників; можливість передачі мови і даних, впровадження нових, високорентабельних видів обслуговування в конвергентних мережах; висока продуктивність обробки викликів.

21. На основі модифікованого нерівноважного позиційного представлення послідовностей одновимірних довжин серій двійкових областей інформаційного відеопотоку розроблена технологія компактного опису бінарного представлення його трансформант. Потенційні можливості щодо скорочення обсягу на представлення трансформантів досягається в результаті виявлення просторових обмежень на послідовності довжин серій двійкових елементів. Це дозволяє в процесі стиснення усунути тимчасову затримку для попереднього обчислення вагових коефіцієнтів. Розроблено відновлення масивів довжин серій двійкових елементів на основі модифікованого нерівноважного позиційного декодування, яке відрізняється формуванням вагових коефіцієнтів відтворюваних елементів числа в напрямку старших елементів і проведенням відновлення в умовах заздалегідь невідомої кількості елементів в числі.

Створена рекурентна технологія реверсного кодування чисел змінної довжини на основі рекурентного додавання елементів і формування вагових коефіцієнтів на основі накопичених добутоків підстав молодших елементів. Практичне застосування отриманих результатів дозволяє:

1) додатково підвищити ступінь стиснення в середньому на 10% і 40% за рахунок скорочення кількості службових даних на подання інформації про кількість елементів у стовпцях масиву довжин серій двійкових елементів;

2) знизити час обробки в середньому на 20% за рахунок виключення попереднього обчислення вагових коефіцієнтів елементів числа;

3) виключити втрати інформації.

22. Розроблено метод управління бітовою швидкістю роботи кодера, використовуючи в якості параметру фактор якості при квантуванні блоку. Для пошуку оптимального значення параметра квантування було прийнято рішення використати метод поділу відрізка навпіл. Основна його перевага полягає в тому, що не вимагається повний (або близьке до повного) перебір множини рішень як, наприклад, при динамічному програмуванні. Це дозволяє знизити час обробки і передачі кадру, що необхідно при обробці відеопослідовності в реальному масштабі часу.

23. Дослідження показали, що в сучасних в телекомунікаційних системах в структурі інформаційного відеопотоку обсяг базових І-кадрів займає від 20% до 60% всього обсягу відеопотоку в залежності від пікових відносин сигнал/шум. Також наочно представлено руйнування Р-кадрів при спробі їх відновлення у разі закриття І-кадру. Це вказує на те, що І-кадр значимо впливає на інші кадри в групі. При закритті базового кадру руйнується увесь ланцюжок відеопотоку. Таким чином, закривши близько від 20% до 60% відеоданих, досягається приховування 100% переданої інформації. При цьому досягається економія часу на обробку і передачу відеоданих. Таким чином, селективний підхід з закриттям базового І-кадру є ефективним для подальшого застосування в телекомунікаційних системах для забезпечення цілісності, конфіденційності та оперативної доставки високоякісних відеоінформаційних ресурсів.

24. Розроблений спосіб позиціювання дозволяє отримати оцінку розташування вузлів вже на етапі ініціалізації без необхідності в додаткових модулях для позиціювання з використанням відкритого алгоритму. В результаті цього достатня для оцінки місця розташування точність досягається за 1 ітерацію, на 62% скорочується

час, необхідний для оцінки місця розташування, а також на 85,67% зменшується енергоспоживання на етапі ініціалізації.

Отримані в роботі результати можуть бути використані в бездротових сенсорних мережах з маршрутизацією на основі місця розташування сенсорів на етапі ініціалізації для початкового оціночного позиціонування об'єктів мережі з подальшим їх уточненням і прив'язкою до географічних координат. Створена комп'ютерна модель, яка моделюють польову ВРС за запропонованими в роботі принципів взаємодії об'єктів мережі, може бути використана в бездротових сенсорних мережах, як для їх моделювання, так і для візуалізації процесів між об'єктами мережі на етапі ініціалізації.

25. Наведена ілюстрація особливостей застосування методів багатокритеріальної оптимізації при виборі оптимальних проектних рішень на прикладі мовних кодеків серії «G» з урахуванням 5-ти показників якості: швидкість кодування, оцінка якості кодування мови, складність реалізації, розмір кадру, сумарна затримка. Результати даної роботи можуть бути використані при проектуванні мереж IP-телефонії, зокрема для вибору оптимальних мовних кодеків з урахуванням сукупності показників якості.



ЗАТВЕРДЖУЮ

Начальник ДП «Український
державний центр радіочастот»
кандидат технічних наук

Слободянюк П.В.

« 2 » 05 2014 р.

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ № 1/231

результатів роботи з надання послуг «Розроблення програмного
забезпечення для розрахунків зон електромагнітної досяжності станцій
радіоконтролю на території України»

Комісія у складі: голови комісії – заступника начальника Державного підприємства «Український державний центр радіочастот» (ДП УДЦР) Титаренка В.К. та членів комісії – начальника управління науково-технічного забезпечення Корсака В.Ф. і начальника відділу науково-методичного забезпечення кандидата технічних наук доцента Благодарного В.Г. склала цей акт про те, що в 2013р. на замовлення ДП УДЦР за договором від 16.07.2013р. № 231 Харківським національним університетом радіоелектроніки (ХНУРЕ) були надані послуги з розроблення програмного забезпечення для розрахунків зон електромагнітної досяжності станцій радіоконтролю на території України.

В результаті надання послуг в ДП УДЦР впроваджено за клієнт-серверною архітектурою функціональне програмне забезпечення (ФПЗ), яке реалізує:

- взаємодію серверної та клієнтських частин ФПЗ за єдиним протоколом;
- ведення баз даних стаціонарних станцій радіоконтролю (СРК), радіоелектронних засобів (РЕЗ) наявних в Україні радіотехнологій і електронних карт місцевості (ЕКМ) масштабу 1:50 000 (Україна) і 1:10 000 (обласні центри);
- імітаційно-математичне моделювання угруповань стаціонарних СРК і угруповань РЕЗ наявних радіотехнологій на території України або відповідної філії ДП УДЦР;
- автоматизований розрахунок напрямку від СРК на будь-який РЕЗ, відстані від СРК до РЕЗ, рівня ізотропно випромінюваної потужності передавача РЕЗ за його технічними характеристиками;
- автоматизований вибір моделі поширення радіохвиль згідно з Рекомендаціями МСЕ (у вільному просторі – в усьому діапазоні частот; за рекомендацією ITU-R P.1546-4 – у діапазоні частот 30-3000 МГц; за рекомендацією ITU-R P.526-12 – на частотах 3000-6000 МГц) для розрахунку втрат на трасі поширення радіохвиль (ТПРХ);
- автоматизований розрахунок рівня втрат на ТПРХ від будь-якого РЕЗ до певної СРК, рівня напруженості поля у пункті розташування певної СРК та рівня сигналу від РЕЗ на вході радіоприймального пристрою (РПП) СРК за вибраною моделлю поширення радіохвиль з урахуванням рельєфу і забудови місцевості;

– розрахунок зони електромагнітної доступності наявних і дослідних СРК для заданих умов (відомої висоти підйому антенної системи, технічних параметрів і географічних координат місцезнаходження СРК, різних рівнів потужності передавача та висоти підйому антенної системи РЕЗ тощо) на фіксованих частотах у смугах робочих частот СРК для реального угруповання РЕЗ;

– автоматизований розрахунок зон електромагнітної доступності угруповань СРК, розташованих на визначеній території;

– автоматизований розрахунок захисної зони від завад інтермодуляції і блокування навколо СРК у смузі частот від 30 МГц до 3 ГГц (до 6 ГГц – для КМС UMS100) на фіксованих радіочастотах;

– автоматизований розрахунок і прийняття рішення про радіодоступність або недоступність конкретним СРК випромінювання РЕЗ визначеної радіотехнології, можливість створення цими РЕЗ завад інтермодуляції та/або блокування;

– візуалізацію у табличному вигляді атрибутивних вихідних даних і результатів розрахунків;

– відображення у графічному вигляді результатів розрахунків на електронній карті місцевості;

– формування за результатами розрахунків відповідних звітів.

Програмне забезпечення розгорнуто, налагоджено, протестовано і введено в експлуатацію в локальній обчислювальній мережі центрального офісу УДЦР для використання у виробничому процесі.

Результати роботи мають високий науково-технічний рівень, новизну і практичну значимість, що відповідає вимогам розділу Державної комплексної НДР «Розроблення методів, процедур і алгоритмів імітаційно-математичного моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні і інтегрованих систем моніторингу рухомих об'єктів», яка виконується ХНУРЕ.

Голова комісії



Титаренко В.К.

Члени комісії



Корсак В.Ф.



Благодарний В.Г.

«___» _____ 201__ р.

УКРАЇНА



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ УКРАЇНИ

СВІДОЦТВО
про реєстрацію авторського права на твір

№ 53956

Комп'ютерна програма "Інформаційно-розрахункова система оцінювання електромагнітної сумісності засобів радіоконтролю на місці їх розташування" ("Зона 1.0")

(вид, назва твору)

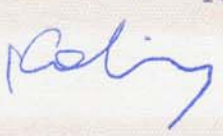
Автор(и) Калужний Микола Михайлович, Галкин Сергій Олександрович, Коржуков Костянтин Миколайович, Попов Олександр Михайлович, Семенов Геннадій Миколайович, Чернов Андрій Борисович

(повне ім'я, псевдонім (за наявності))

Дата реєстрації 05.03.2014



Голова Державної служби
інтелектуальної
власності України
М.В. Ковіня



УКРАЇНА



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ ВЛАСНОСТІ УКРАЇНИ

СВІДОЦТВО
про реєстрацію авторського права на твір

№ 53955

Комп'ютерна програма "Інформаційно-розрахункова система оцінювання та прогнозування показників ефективності функціонування при виконанні системою радіочастотного моніторингу України своїх основних завдань" ("Ефективність 1.0")

(вид, назва твору)

Автор(и) Калюжний Микола Михайлович, Ковшар Валентин Олександрович, Ніколаєв Іван Михайлович, Попов Олександр Михайлович, Колісник Вікторія Іванівна, Задонський Олександр Ілліч

(повне ім'я, псевдонім (за наявності))

Дата реєстрації 05.03.2014

Голова Державної служби інтелектуальної власності України
М.В. Ковіня





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. I.S. Reed, J.D. Mallett and L.E. Brennan. Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays. – IEEE Transactions on Aerospace Electronic System, vol. AES-10, pp. 853–863, November 1974.
3. Хастингс, Дж. Пикок. Справочник по статистическим распределениям. – М.: Статистика.— 1980.— 95 с.
4. Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха. – М.: Радиотехника и электроника.— 1981.— т.26.— №3.— С. 543–551.
5. Абрамович Ю.И., Неврев А.И. Анализ эффективности адаптивной максимизации отношения сигнал/помеха, использующей обращение оценки корреляционной матрицы. – М.: Радиотехника и электроника.— 1981.— т. 26, № 12.— С. 2558–2566.
6. Черемисин О.П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы. – М.: Радиотехника и электроника.— 1982.— т.27.— №10.— С. 1933–1942.
7. Y. I. Abramovich, Nicolas K. Spenser, Alexei Y. Gorokhov. A Modified GLRT and AMF Framework for Diagonally Loaded and Fast Maximum-Likelihood Adaptive Detectors // IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Systems. — July, 2007.— Vol. 43. — № 3. — PP. 1017—1051.
8. Y. Abramovich, N. Spencer, M. Turley. Time-varying autoregressive (TVAR) models for multiple radar observations // IEEE Trans. Sig. Proc.—Vol. 55. — № 4, PP. 1298–1311, Apr. 2007.

9. Y. Abramovich, N. Spencer, and B. Johnson. Band-inverse TVAR covariance matrix estimation for adaptive detection / IEEE Trans. Aero. Elect. Sys., submitted 11 Dec 2006 – 15, Aug 2007, accepted 24 Sep 2008.

10. Фридландер Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных // ТИИЭР. — 1982. — Т. 70, № 8. — С. 54—91.

11. Widrow B., Mantey P.E., Griffiths L.J., Goode B.B. Adaptive antenna systems. — Proc. IEEE. — vol. 55. — Dec. 1967. — p. 2143.

12. Численные методы условной оптимизации. // Под ред. Ф. Гилла и У. Мюррея. — М.: Мир. — 1977. — 290 с.

13. Леховицкий Д. И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры / Д. И. Леховицкий // Изв. Вузов. Радиофизика. — 1992. — Т. 35, № 9—10. — С. 790—808.

14. Леховицкий Д.И., Милованов С.Б., Раков И.Д., Свердлов Б.Г. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч. 2. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы. — Изв. Вузов. Радиофизика. — 1992. — Т. 35. — №11—12. — С. 969—991.

15. Леховицкий Д.И. К тридцатилетию харьковских исследований адаптивных решетчатых фильтров // XVII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2011)» — Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 2011. — Т. 1. — С. 217—228.

16. Леховицкий Д.И., Рачков Д.С., Семеняка А.В., Рябуха В.П., Атаманский Д.В. Адаптивные решетчатые фильтры Часть I. Теория решетчатых структур – Х.: Прикладная радиоэлектроника. — Т.10. — 2011. — № 4. — С. 381—406.

17. Воеводин В.В., Кузнецов Ю.А. Матрицы и вычисления. — М.: Наука. — 1984.

18. Беллман Р. Введение в теорию матриц / Пер. с англ. под ред. Лидского В. Б. — М.: Наука. — 1976.

19. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970. / Пер. с англ. под общей редакцией КН. Трофимова. Том 2. Радиолокационные антенные устройства. / Под ред. П.И. Дудника. — М.: Сов. радио. — 1977. — 408 с.

20. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Ленинградский университет. — 1983.— 240 с.

21. Леховицкий Д.И., Рачков Д.С., Семеняка А.В., Рябуха В.П., Атаманский Д.В. Адаптивные решетчатые фильтры Часть II. Алгоритмы настройки АРФ – Х.: Прикладная радиоэлектроника. — Т.10. — 2011. — № 4. — С. 407–421.

22. Lekhovytskyi D. I. Statistical analysis of “superresolving” methods for direction-of-arrival estimation of noise radiation sources under finite size of training sample / D. I. Lekhovyt'skiy, Ya. S. Shifrin // Signal Processing. — 2013. — Vol. 93, No. 12. — PP. 3382–3399.

23. Lekhovyt'skiy D. I. On methods for estimation of random processes spectra / D.I. Lekhovyt'skiy, D. S. Rachkov, A. V. Semeniaka, D. V. Atamanskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2013. — Vol. 12, No. 1. — PP. 64–71.

24. Rachkov D. S. Estimation of meteorological objects energy spectra in pulse Doppler weather radar / D. S. Rachkov, D. I. Lekhovyt'skiy, A. V. Semeniaka, D. V. Atamanskiy, U. U. Laurukevich, A. A. Pushkov // International Radar Symposium IRS 2013, June 18 – 21, 2013: proceedings. — Dresden, Germany, 2013. — Vol. 2. — PP. 811–817.

25. Lekhovyt'skiy D. I. Rapidly convergent “superresolving” direction finders of noise radiation sources in adaptive arrays / D. I. Lekhovyt'skiy, Y. S. Shifrin, D. V. Atamanskiy // The IXth International Conference on Antenna Theory and Techniques, September 16 – 20, 2013: proceedings. — Odessa, Ukraine, 2013. — PP. 28–33.

26. Ryabukha V. P. Convergence rate of a number of signal processing algorithms in adaptive arrays / V. P. Ryabukha, A. I. Dokhov, V. I. Zarytskyi, D. S. Rachkov, A. V. Semeniaka, Ie. A. Katiushin, V. V. Zarytskaia // The IXth International Conference on Antenna Theory and Techniques, September 16 – 20, 2013: proceedings. — Odessa, Ukraine, 2013. — PP. 304–306.

27. Rachkov D. S. Estimation of continuous energy spectra of random echoes in coherent pulse radar / D. S. Rachkov, A. V. Semeniaka, D. I. Lekhovyt'skiy, D. V. Atamanskiy // The IXth International Conference on Antenna Theory and

Techniques, September 16 – 20, 2013: proceedings. — Odessa, Ukraine, 2013.— PP. 319–322.

28.Леховицкий Д. И. Быстродействие алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки сигналов на фоне помех / Д. И. Леховицкий, В. П. Рябуха, А. И. Дохов, В. И. Зарицкий, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка, Е. А. Катюшин // XIV международная научно-практическая конференция «Современные информационные и электронные технологии», 27 – 31 мая 2013 г.: тезисы докл. — Одесса: ОНПУ, 2013. — С. 222–225.

29.Леховицкий Д.И. Влияние неортогональности и различия коэффициентов усиления квадратурных подканалов на эффективность пространственной обработки / Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, Д.В. Атаманский // Прикладная радиоэлектроника: научн.-техн. журнал. — 2014. — Т. 13, № 1. — С. 29–34.

30.Семеняка А.В. Влияние конечной разрядности фазовращателей на эффективность пространственной обработки / А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.С. Рачков, Д.В. Атаманский // Прикладная радиоэлектроника: научн.-техн. журнал. — 2014. — Т. 13, № 2. — С. 159–163.

31.Lekhovytskyi D.I. Quasioptimal algorithms for batch coherent signals interperiod processing against background clutter / D.I. Lekhovytskyi, D.S. Rachkov, A.V. Semeniaka, D.V. Atamanskiy, V.P. Riabukha // 15th International Radar Symposium IRS 2014, June 16 – 18, 2014: proceedings. — Gdansk, Poland, 2014. — PP. 25–30.

32.Rachkov D.S. Lattice implementation of “superresolving” methods for meteorological objects spectra estimation / D.S. Rachkov, D.I. Lekhovytskyi, A.V. Semeniaka, B.M. Vovshin, U.U. Laurukevich // 15th International Radar Symposium IRS 2014, June 16 – 18, 2014: proceedings. — Gdansk, Poland, 2014. — PP. 35–38.

33.Rachkov D.S. Lattice-filter-based ground clutter canceller for pulse Doppler weather radar / D.S. Rachkov, D.I. Lekhovytskyi, A.V. Semeniaka, V.P. Riabukha, D.V. Atamanskiy // 15th International Radar Symposium IRS 2014, June 16 – 18, 2014: proceedings. — Gdansk, Poland, 2014. — PP. 215–219.

34.Рябуха В.П. Ошибки пеленгации цели, маскируемой шумовыми излучениями внешних источников / В.П. Рябуха, А.И. Дохов, В.И. Зарицкий,

А.В. Семеняка, Д.С. Рачков, Е.А. Катюшин // XV международная научно-практическая конференция «Современные информационные и электронные технологии», 26 – 30 мая 2014 г.: докл. — Одесса: ОНПУ, 2014. — С. 181–182.

35.Леховицкий Д.И. Новые "сверхразрешающие" пеленгаторы источников шумовых излучений с высоким быстродействием / Д.И. Леховицкий, Д.В. Атаманский, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка // XV международная научно-практическая конференция «Современные информационные и электронные технологии», 26 – 30 мая 2014 г.: тезисы докл. — Одесса: ОНПУ, 2014. — С. 174–180.

36.Леховицкий Д.И. Квазиоптимальные алгоритмы междупериодной обработки пачечных когерентных сигналов на фоне пассивных помех / Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха // XX Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь RLNC*2011», 15 – 17 апреля 2014 г.: докл. — Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО, 2014. — Т. 3. — С. 1660–1671.

37.Леховицкий Д.И. Квазиоптимальные алгоритмы междупериодной обработки пачечных когерентных сигналов на фоне гауссовых мешающих отражений / Д.И. Леховицкий, Д.В. Атаманский, А.В. Семеняка, Д.С. Рачков, В.П. Рябуха // VII Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій», 17–19 вересня 2014 р.: тези доповідей. — Запоріжжя: ЗНТУ, 2014. — С. 47–48.

38.Rachkov D.S. Statistical analysis of meteorological echoes mean power estimate / D.S. Rachkov, D.I. Lekhovyt'skiy, A.V. Semeniaka // Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, September 23 – 25, 2014: proceedings. — Kyiv, Ukraine, 2014. — PP. 22–25.

39.Semeniaka A.V. The systolic design of two-dimensional and multidimensional lattice filters for space-time signal processing / A.V. Semeniaka, D.I. Lekhovyt'skiy, D.S. Rachkov // 11th European Radar Conference, October 8 – 10, 2014: proceedings. — Rome, Italy, 2014. — PP. 545–548.

40.Леховицкий Д.И. Квазиоптимальные алгоритмы междупериодной обработки пачечных когерентных сигналов на фоне гауссовых мешающих

отражений / Д.И. Леховицкий, Д.В. Атаманский, А.В. Семеняка, Д.С. Рачков, В.П. Рябуха // 5-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2014, 14 – 17 октября 2014 г.: докл. – Х.: ХНУРЕ, 2014. — Т. 1. — С. 23–25.

41.Леховицкий Д.И. Квазиоптимальные алгоритмы междупериодной обработки пачечных когерентных сигналов на фоне гауссовых мешающих отражений / Д.И. Леховицкий, Д.В. Атаманский, А.В. Семеняка, Д.С. Рачков, В.П. Рябуха // 5-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2014, 14 – 17 октября 2014 г.: докл. – Х.: ХНУРЕ, 2014. — Т. 1. — С. 23–25.

42.Рябуха В.П. Точность пеленгации цели при воздействии внешних шумовых излучений / В.П. Рябуха, В.И. Зарицкий, А.В. Семеняка, Д.С. Рачков, Е.А. Катюшин // 5-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2014, 14 – 17 октября 2014 г.: докл. – Х.: ХНУРЕ, 2014. — Т. 1. — С. 49–50.

43.Леховицкий Д.И. Систематические структуры двумерных и многомерных решетчатых фильтров в задачах пространственно-временной обработки сигналов / Д.И. Леховицкий, А.В. Семеняка, Д.С. Рачков, Е.А. Катюшин // 5-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2014, 14 – 17 октября 2014 г.: докл. – Х.: ХНУРЕ, 2014. — Т. 1. — С. 59–63.

44.Леховицкий Д.И. Подавление помех от местных предметов в импульсных доплеровских метеолокаторах / Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Е.А. Катюшин // 5-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2014, 14 – 17 октября 2014 г.: докл. – Х.: ХНУРЕ, 2014. — Т. 1. — С. 90–96.

45.Шифрин Я.С. Статистика поля антенны с круглой апертурой сфокусированной в зону Френеля, часть 1. Средние характеристики поля / Шифрин Я.С., Должиков В.В. // Электромагнитные волны и электронные системы М.: ИПРЖР, 2010 — Т.15. — № 9. — С. 15-31.

46.Шифрин Я.С. Статистика поля антенны с круглой апертурой сфокусированной в зону Френеля, часть 2. Флуктуационные характеристики поля / Шифрин Я.С., Должиков В.В. // Электромагнитные волны и электронные системы – М.: ИПРЖР, 2010 — Т.15. — № 10. — С. 6-23.

47.Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн – М.: Сов. радио, 1970. Перевод на англ.: Y.S. Shifrin. Statistical Antenna Theory. – Golem Press, 1971, 370 p.

48.Шифрин Я.С. Статистическая теория антенн В справочнике по антенной технике (в пяти томах). Под ред. Л.Д. Бахраха и Е.Г. Зелкина. – М.: ИПРЖР, 1997.– Т. 1. – С. 148 – 206. Перевод на англ. (дополненное издание): Y.S. Shifrin. Statistical Antenna Theory (Theory Foundation, State-of-the-Art, Basic Applications)// Telecommunications and Radio Engineering: –2001. – V. 55. – # 6–7. – P.1– 68.

49.Абрамовиц А., Стиган И. Справочник по специальным функциям – М.: Наука, 1979.

50.Ватсон Г.Н. Теория бесселевых функций – М.: ИЛ, 1949.

51.Федорюк М.В. Метод перевала – М.: Наука, 1977.

52.GPS 18x TECHNICAL SPECIFICATIONS Garmin International, Inc.1200 E. 151st Street, Olathe, KS 66062 USA,190-00307-00, Revision D, June 2005, www.garmin.com/manuals/425_TechnicalSpecification.pdf

53.Сайт компанії Rainbow Electronics, <http://www.rtes.ru/hws subtype.asp?id=291>

54.Сайт компанії SiRF Technology, SiRF Binary Protocol. Reference Manual, www.sirf.com

55.Сайт компанії U-Blox, <http://www.u-blox.com/en/gps-modules/pvt-modules/previous-generations/antaris-4.html>

56.GPS-приемник Qstarz BT-Q890 Nano. <http://www.best4pda.com:80/printable.php?productID=52>

57.Holux M-241. http://www.best4pda.com/product_51.html#

58.GlobalSat EM-411 OEM GPS-МОДУЛЬ. <http://www.sportall.ru/catalog/gps/oem/100699/>

- 59.JJ-Connect GPS Registrator. <http://www.market24.ru/vcd-4-1-86798/goodsinfo.html>
- 60.MiTAC Mio 180 Digi-Walker Detailed Specs Technical Specifications, http://pdadb.net/index.php?m=specs&id=467&view=1&c=mitac_mio_180_digi-walker
- 61.Заключний науково-технічний звіт про виконання НДР «Створення та розвиток технологій віртуальних референцних GPS-станцій», ГАО НАНУ, 2007. – 234 с., 11 додатків (159 с.)
- 62.Жалило А.А., Шелковенков Д.А. OCTAVA: Многофункциональный программный инструментарий обработки и анализа GPS/GNSS наблюдений. // Сборник материалов XIV Международной конференции по интегрированным навигационным системам, 28-30 мая 2007 г., Санкт-Петербург – с. 319-321
- 63.Шелковенков Д.А. Контроль качества кодовых и фазовых GPS-наблюдений на этапе предварительной обработки // Труды XIV Санкт-Петербургской международной конференции по интегрированным навигационным системам. – Санкт-Петербург, Россия, 28-30 мая 2007 г. – С. 310-312
- 64.Zhalilo A., Shelkovenkov D. (2007) Features and service performance of multifunctional software toolkit “OCTAVA” for processing and analysis of GPS/GNSS observations, GEOS 2007 Conference Proceedings, Prague, Czech Republic, 1st – 2nd March 2007. – P. 102-110
- 65.Науково-технічний звіт про виконання НДР «Розробка та дослідження підсистеми збору і автоматизованої післясеансної обробки GNSS спостережень споживачів з використанням зональних VRS-корекцій та підсистеми розповсюдження диференціальних DGPS/RTK корекцій в реальному часі з використанням технології NTRIP», 2007. – 116 с.
- 66.Сайт ГАО НАНУ http://www.mao.kiev.ua/EOP/kharkov_centre/structure.html
- 67.Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. – М.: Советское радио, 1978, 384 с.
- 68.Гофман-Велленгоф Б., Ліхтенеггер Г., Коллінз Д. Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика. – Київ: Наукова Думка, 1996, 380 с.

69.Vo H. B. and Foster J. C., Atmospheric Sciences Group, MIT Haystack Observatory. A Quantitative Study of Ionospheric Density Gradients at Mid-Latitudes, <http://www.haystack.mit.edu/~jcf/papers/finalgradients.pdf>

70.Лукьянов А.М. Коррекция тропосферных задержек сигналов спутниковых навигационных систем в СКНОУ. // Сборник научных трудов 2-го Международного радиоэлектронного форума “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития.” (МРФ’2005), т. 2 – Международная конференция “Системы локации и навигации” (МКЛСН’2005), 19-23 сентября 2005 г., Харьков – С. 536-539

71.Технічне завдання на розділ 2 «Розроблення та дослідження технології високоточних визначень параметрів руху наземних рухомих об’єктів на основі мережної обробки фазових вимірювань сигналів супутникових навігаційних систем» науково-дослідної роботи «Розроблення систем та технологій спостереження, навігації та радіомоніторингу рухомих об’єктів з підвищеною точністю», д/б т. № 276, 6 с.

72.Федеральный радионавигационный план 2008 г., 192 с., <http://www.gisa.ru/file/file1716.pdf>

73.Радионавигационный план государств – участников содружества независимых государств, 2011 г., 92 с., <http://pandia.org/text/78/343/1334.php>

74. Зарубежные радиоэлектронные средства. В 4 т. Т.1: Радиолокационные системы / Ю. М. Перунов, В. В. Мацукевич, А. А. Васильев. – М.: Радиотехника, 2010. – 336 с.

75.Зарубежные радиоэлектронные средства. В 4 т. Т.2: Системы радиоэлектронной борьбы / Ю. М. Перунов, В. В. Мацукевич, А. А. Васильев. – М.: Радиотехника, 2010. – 352 с.

76.Зарубежные радиоэлектронные средства. В 4 т. Т.3: Антенны / Ю. М. Перунов, В. В. Мацукевич, А. А. Васильев. – М.: Радиотехника, 2010. – 304 с.

77.Єрмошин М.О. Аеродинамічні цілі зенітних ракетних військ. / М.О.Єрмошин, В.М.Фекай // Харківський військовий університет, 2003. – 284 с.

78.В.Г.Зайцев. Организация вооруженных сил иностранных государств и боевое применение радиоэлектронных систем управления их войсками и оружием.

Часть 2. Боевое применение систем разведки, прицеливания и управления оружием.
– Харьков, ВИРТА ПВО

79.Русское оружие. Справочник. – 211 с. – Режим доступа:
<http://mirknig.com/knigi/1181154270-russkoe-oruzhie.-spravochnik.html> - Назва з екрану.

80.Оружие и технологии России. Энциклопедия. XXI век. Многотомное издание. Т. XIII. / Под общ.ред. С. Иванова. – М.: Издательский дом «Оружие и технологии», 2006. – 695 с.

81.Joint Tactical Radio System. Материал из Википедии — свободной энциклопедии. Режим доступа:
https://ru.wikipedia.org/wiki/Joint_Tactical_Radio_System. - Назва з екрану.

82.Зарубежное военное обозрение . Ежемесячный иллюстрированный журнал Министерства обороны РФ 2004-2014 гг. издания.

83.Антипов В. Н. Основные направления развития авиационных бортовых РЛС / В. Н. Антипов, В. И. Меркулов, О. Ф. Самарин, В. С. Чернов //Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 10. – С. 7– 28.

84.Круглов Е. Перспективы развития американских авиационных средств РЭБ и тактика их применения в современных вооруженных конфликтах / Е. Круглов // Зарубежное военное обозрение – 2014. – № 2. – С. 57 – 63.

85.Дубов Д. Возможности системы управления действиями авиации вооруженных сил США на театре войны / Д. Дубов // Зарубежное военное обозрение. – 2011. – № 6. – С. 55 – 64.

86.Пиунов О. Самолет управления и связи Е-9А «Виджет» ВВС США / О. Пиунов // Зарубежное военное обозрение. – 2011. – № 4. – С. 71 – 72.

87.Евграфов В. Развитие авиационных средств РЭБ и их применение в современных вооруженных конфликтах / В.Евграфов // Зарубежное военное обозрение. – 2011. – № 2. – С. 60 – 65.

88.Пиунов О. Американский стратегический самолет RC-135 и его модификации / О. Пиунов, Р. Щербинин // Зарубежное военное обозрение. – 2012. – № 3. – С. 70 – 76.

89.Виноградов М. Перспективные комплексы воздушной радиолокационной разведки ведущих зарубежных стран / М. Виноградов // Зарубежное военное обозрение. – 2008. – № 2. – С. 51 – 57.

90. Горбачев Ю. Взгляды командования сухопутных войск США на сущность и содержание радиоэлектронной войны / Ю. Горбачев, С. Вахрамов // Зарубежное военное обозрение. – 2011. – № 9. – С. 34 – 41.

91.Алексеев П. Состояние и перспективы развития зенитных артиллерийских комплексов за рубежом / П. Алексеев, А. Лесков// Зарубежное военное обозрение. – 2014. – № 6. – С. 53 – 58.

92.Янов О. Система боевого управления сухопутных войск США в звене «бригада и ниже» / О. Янов // Зарубежное военное обозрение. – 2012. – № 2. – С. 43 – 50.

93. Романов Р. Состояние и перспективы развития системы управления боевых бригад СВ США / Р. Романов //Зарубежное военное обозрение. – 2014. – № 7. – С. 44 – 49

94.Канов А. Мобильные зенитные ракетные комплексы ПВО-ПРО ближнего действия зарубежных стран / А. Канов, П. Алексеев // Зарубежное военное обозрение. – 2012. – № 5. – С. 46 – 50.

95.Скуратовский П. Основные американские полигоны и другие ракетно-космические объекты тихоокеанской зоны / П. Скуратовский // Зарубежное военное обозрение. – 2013. – № 7. – С. 63 – 68.

96.Мосалев В. Радиолокационные станции разведки наземных движущихся целей / В. Мосалев // Зарубежное военное обозрение. – 2000. – № 10. – С. 20 – 22.

97.Крупников А. Радиолокационные станции контрбатарейной борьбы основных зарубежных стран / А. Крупников // Зарубежное военное обозрение. – 2010. – № 12. – С. 32 – 41.

98.Преимущества и недостатки РЛС наземной разведки. – Режим доступа: <http://popgun.ru/viewtopic.php?f=147&t=157171>– Назва з екрану.

99.Петров В. Наземные радиолокационные станции ПВО-ПРО на ТВД стран НАТО / В. Петров, С. Гришулин // Зарубежное военное обозрение. – 2010. – № 8. –

С. 63 – 68.

100. Петров В. Наземные радиолокационные станции ПВО-ПРО на ТВД стран НАТО / В. Петров, С. Гришулин // Зарубежное военное обозрение. – 2010. – № 9. – С. 54 – 58.

101. Быков И. Разработка АСУ и информационных технологий в ВМС США / И. Быков // Зарубежное военное обозрение. – 2000. – № 12. – С. 43 – 48.

102. Авианосные ударные группы (АУГ) США. Режим доступа: <http://www.modernarmy.ru/article/73> – Назва з екрану.

103. Карцев Р. Многофункциональная РЛС морского базирования ПРО США / Р. Карцев // Зарубежное военное обозрение. – 2010. – № 2. – С. 61 – 65.

104. Типикин А. Современные коротковолновые антенные системы ВМС стран НАТО / А. Типикин // Зарубежное военное обозрение. – 2013. – № 3. – С. 75 –

105. Леонов Е. Создание многофункциональных радиотехнических систем для надводных кораблей ВМС США и стран Европы / Е. Леонов // Зарубежное военное обозрение. – 2014. – № 5. – С. 86 – 93.

106. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – 2-е издание. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

107. Клименко Н. Н. Радиостанции УКВ-диапазона / Н. Н. Клименко. – Режим доступа: http://pentagonus.ru/publ/semejstvo_sredstv_radiosvjazi_sincgars/11-1-0-2419 - Назва з екрану.

108. Панов А. Организация управления и связи в боевых бригадах сухопутных войск США / А. Панов // Зарубежное военное обозрение. – 2011. – № 6. – С. 33 – 43.

109. Плавунов С. Системы и средства связи тактического звена управления сухопутных войск США / С. Плавунов, С. Носиков // Зарубежное военное обозрение. – 2012. – № 4. – С. 42 – 47.

110. Ливанов Г. Воздушный узел связи и ретранслятор вооруженных сил США / Г. Ливанов // Зарубежное военное обозрение. – 2013. – № 9. – С. 66 – 69.

111. Свитов Р. Состояние и перспективы развития американских военных

систем спутниковой связи / Р. Свитов // Зарубежное военное обозрение. – 2013. – № 12. – С. 63 – 68.

112. Ливанов И. Средства радиорелейной связи в вооруженных силах иностранных государств / И.Ливанов //Зарубежное военное обозрение. – 2007. – № 10. – С. 29 – 31.

113. Панов А. Организация управления и связи в боевых бригадах сухопутных войск США / А. Панов // Зарубежное военное обозрение. – 2011. – № 6. – С. 33 – 43.

114. Панов А. Организация управления и связи в боевых бригадах сухопутных войск США / А. Панов // Зарубежное военное обозрение. – 2011. – № 7. – С. 31 – 35.

115. SINCGARS. From Wikipedia, the free encyclopedia. Режим доступа: <http://en.wikipedia.org/wiki/SINCGARS> - Назва з екрану.

116. Военный Wi-Fi. Режим доступа: <http://www.pcweek.ru/>- Назва з екрану.

117. Иванов А. Организация связи в бригадах Сухопутных войск США./ А. Иванов. – Режим доступа: <http://topwar.ru> – Назва з екрану.

118. Радиостанция ППРЧ «Пантера». – Режим доступа: <http://www.best-army.ru/archives/1566> – Назва з екрану.

119. Семейство средств радиосвязи SINCGARS. – Режим доступа: http://pentagonus.ru/publ/semeystvo_sredstv_radiosvjazi_sincgars/11-1-0-2419 – Назва з екрану.

120. Шварц М. Сети связи. Протоколы. Моделирование и анализ. — 4.1, 4.2. — Пер. с англ. под ред. В.И. Неймана. - М.: Наука, 1992, 4.1. – 336 с., 4.2 – 372 с.

121. Гаврилов А. Автоматизированная система сбора, обработки и распределения разведывательной информации СВ США DCGS-A / А. Гаврилов // Зарубежное военное обозрение. – 2010. – № 7. – С. 32 – 40.

122. Радиолокационная разведка в Вооруженных Силах стран НАТО. – Режим доступа: <http://popgun.ru/viewtopic.php?f=147&t=157171> – Назва з екрану.

123. Максименков А. Современные наземные средства радиотехнической разведки иностранных государств / А. Максименков // Зарубежное военное

обозрение. – 2013. – № 6. – С. 51 – 57.

124. Прокис Дж. Цифровая связь./ Перевод с англ. под ред профессора Кловского Д. Д. – М.: Радио и связь – 2000, 788 с.

125. Калюжный Н.М. Методика оценивания эффективности функционирования системы мониторинга общих пользователей радиочастотного ресурса на основе пространственно-частотно-временного подхода. Часть 1. / Н.М. Калюжный, А.М. Попов, В.А. Ковшарь // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – № 172. – С. 161-168

126. Калюжный Н.М. Методика оценивания эффективности функционирования системы мониторинга общих пользователей радиочастотного ресурса на основе пространственно-частотно-временного подхода. Часть 2. / Н.М. Калюжный, А.М. Попов, В.А. Ковшарь // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – № 173. – С. 101-109.

127. Калюжный Н.М. Системная методология оценивания эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга на основе пространственно-частотно-временного похода / Н.М. Калюжный, А.М. Попов, В.А. Ковшарь // Прикладная радиоэлектроника, научно-технический журнал, 2013. – Т.12. – № 3. – С. 375-386.

128. Калюжный Н.М. Синтез алгоритма адаптивной обработки ансамбля сигналов в условиях априорной неопределенности их вида и параметров / Н.М. Калюжный, В.І. Колесник // Прикладная радиоэлектроника, научно-технический журнал, 2014. – Т.13. – № 1. – С. 35-42.

129. Кипенский А.В. Метод оценки эффективности территориально-распределенных радиотехнических мониторинговых систем / А.В.Кипенский, К.В.Колесник, А.И.Дохов, Н.М. Калюжный, В.І. Колесник // Х.:Общегосударственный научно-производственный и информационный журнал "Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит", 2013. – №8(114). – С. 168-172.

130. Калюжный Н.М. Результаты оценивания эффективности функционирования региональных подсистем радиочастотного мониторинга Украины/ Н.М. Калюжный, А.И. Задонский, В.І. Колесник, В.А. Ковшарь // Новітні

технології – для захисту повітряного простору, 9 наукова конференція ХУПС ім.. Івана Кожедуба, 17-18.04.13. – С. 263.

131. Калюжный Н.М. Оценивание зон радиодоступности станций радиотехнической разведки с использованием различных моделей распространения радиоволн / Н.М. Калюжный, А.М.Попов, А.Б. Чернов // Новітні технології – для захисту повітряного простору, 9 наукова конференція ХУПС ім.. Івана Кожедуба, 17-18.04.13. – С. 363.

132. Калюжный Н.М. Модели и алгоритмы расчета уровня сигнала на входе средств радиомониторинга с учетом рельефа местности и настройки. / Н.М. Калюжный, А.Б. Чернов, К.Н. Коржуков // Новітні технології – для захисту повітряного простору, 9 наукова конференція ХУПС ім.. Івана Кожедуба, 17-18.04.13. – С. 264.

133. Слободянюк П.В. Автоматизация планирования системы радиомониторинга в Украине / П.В.Слободянюк, В.К.Титаренко, В.Г.Благодарный, Н.М. Калюжный // Региональный семинар МСЭ для стран СНГ и Европы «Управление радиочастотным спектром. Радиомониторинг как эффективный инструмент управления радиочастотным спектром». Киев, 10-12.06.13.

134. Калюжный Н.М. Информационная технология оценивания электромагнитной доступности и совместимости широкодиапазонных средств радиоконтроля электромагнитно-объектовой обстановки / Н.М. Калюжный, А. И. Дохов, В.Г.Благодарный // V Международный Радиоэлектронный Форум “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“, (МРФ – 2014), Сборник научных трудов. Т.1, Х.: АН РПЭ, ХНУРЕ. – С. 13-18.

135. Калюжный Н. М. Программно-алгоритмическое обеспечение информационно-расчетной системы оценивания электромагнитной доступности средств радиоконтроля и совместимости с источниками радиоизлучения / Н.М. Калюжный, К. Н. Коржуков, С.А. Галкин, А. В. Хряпкин // V Международный Радиоэлектронный Форум “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“ (МРФ – 2014), Сборник научных трудов, Т.1, Х.: АН РПЭ, ХНУРЕ. – С. 253-256.

136. Калюжный Н. М. Обоснование моделей и разработка алгоритмов для расчета потерь и напряженности поля на трассе распространения радиоволн с учетом рельефа и застройки местности / Н.М. Калюжный, А.Б.Чернов, С.А. Галкин, А. С.. Сидак // V Международный Радиоэлектронный Форум “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“ (МРФ – 2014), Сборник научных трудов, Т.1, Х.: АН РПЭ, ХНУРЕ. – С. 257-260.

137. Калюжный Н. М. Учёт влияния диаграмм направленности и поляризационных свойств антенн на уровень входных сигналов радиоприёмных устройств средств радиоконтроля / Н.М. Калюжный, А.Б.Чернов, И.М.Николаев, А.В. Кипенский // V Международный Радиоэлектронный Форум “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“ (МРФ – 2014),. Сборник научных трудов, Т. 1, Х.: АН РПЭ, ХНУРЭ. – С. 261-264.

138. Калюжный Н.М., Способ и алгоритм оценивания зон электромагнитной доступности и совместимости широкодиапазонных средств радиоконтроля / Н.М. Калюжный, С.А.Галкин, В.А.Ковшар, К.Н. Коржуков // V Международный Радиоэлектронный Форум “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“ (МРФ – 2014),. Сборник научных трудов, Т. 1, Х.: АН РПЭ, ХНУРЭ. – С. 265-269.

139. Калюжный Н.М, Оценивание электромагнитной доступности излучений группировок РЭС средствам радиоконтроля и их электромагнитной совместимости методами математического моделирования / Н.М. Калюжный, В.И.Колесник, В.Ю. Лазарев, А.В. Хряпкин // V-й Международный Радиоэлектронный Форум “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“ (МРФ – 2014), Сборник научных трудов, Т. 1, Х.: АН РПЭ, ХНУРЭ. – С. 270-273.

140. Калюжный Н.М., Оценивание эффективности работы разнотипных средств радиоконтроля при решении основных задач радиочастотного мониторинга / Н.М. Калюжный, А.И.Задонский, Н.Н. Скринник, В.А. Ковшар // V Международный Радиоэлектронный Форум “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“ (МРФ – 2014), Сборник научных трудов, Т. 1, Х.: АН РПЭ, ХНУРЭ. – С. 274-277.

141. Калюжный Н.М., Методологический подход к оценке эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга / Н.М. Калюжный, А.М. Попов, В.А. Ковшар // Республика Беларусь, Минск, МВНК «Современная военно-техническая политика: проблемы и перспективы», 2013. – С. 255.

142. Калюжный Н.М. Оцінювання радіодоступності широкодіапазонних засобів радіомоніторингу методами імітаційно-математичного моделювання / Н.М. Калюжный, А.М. Попов, К.Н. Коржуков // Новітні технології – для захисту повітряного простору, 9 наукова конференція ХУПС ім. Івана Кожедуба, 17-18.04.13. – С. 263.

143. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 53956 від 05.03.2014 «Інформаційно-розрахункова система оцінювання електромагнітної сумісності засобів радіоконтролю на місці їх розташування» («Зона 1.0»/ М. М. Калюжный, С. О. Галкин, К. М. Коржуков, О. М. Попов, Г. М. Семенов, А. Б. Чернов - №54318; заявлено 23.11.2013; видано 05.03.2014, 1 с.

144. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 53955 від 05.03.2014 «Інформаційно-розрахункова система оцінювання та прогнозування показників ефективності функціонування при виконанні системою радіочастотного моніторингу України своїх основних завдань» («Ефективність 1.0») / М. М. Калюжный, В. О. Ковшар, І. М. Ніколаєв, О. М. Попов, В. І. Колісник, О. І. Задонський – №54316; заявлено 23.11.2013; видано 05.03.2014, 1 с.

145. Наукоемкие технологии в инфокоммуникациях: Обработка и защита информации: коллективная монографія / под ред. В.М. Безрука, В.В. Баранника.- Харьков: Компания СМІТ.2013. – 398с..

146. 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.

147. 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.

148. Климаш М.М. Технології мереж мобільного зв'язку. /М.М. Климаш, В.О. Пелішок, П.М. Михайленич. – К.: «Освіта України», 2010.

149. Стеклов В.К., Кільчицький Є.В. Основи управління мережами та послугами телекомунікацій: Підручник. – К.: Техніка, 2002. - 438 с.

150. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Проектування телекомунікаційних мереж: Підручник. – К.: Техніка, 2002. – 792 с.

151. Довгий С.О., Савченко О.Я., Воробієнко П.П. та ін. Сучасні телекомунікації: мережі, технології, економіка, керування, регулювання / За ред. С.О. Довгого. – К.: Український Видавничий Центр, 2002. – 520 с.

152. Харченко Н.А. Метод компресии видеопотока на основе полиадического кодирования предсказываемых кадров / Н.А.Харченко, В.Н. Кривонос// Радиоэлектроника и информатика. – №1. – 2013. – С. 21 – 28.

153. Баранник В.В. Обоснование необходимости контроля битовой скорости видеопотока в телекоммуникационных сетях / В.В.Баранник, Р.В. Сафронов // Сучасна спеціальна техніка. – 2013. – №1(32). – С. 7 – 15.

154. Зеленин А.Н., Власова В.А. Беспроводные сенсорные сети как часть инфокоммуникационной структуры. Научные технологии в инфокоммуникациях: обработка и защита информации: коллективная монография/ под ред. В.М. Безрука, В.В. Баранника. – Харьков: Компания СМІТ, 2013. – С. 184 – 193.

155. Алгулиев Р.М. Сенсорные сети: состояние, решения и перспективы / Р.М. Алгулиев, Т.Х. Фаталиев, Б.С. Агаев, Т.С. Алиев// Телекоммуникации. – 2007. – №4. – С. 27 – 33.

156. Xu J. Distance Measurement Model Based on RSSI in WSN / J. Xu, W. Liu, F. Lang, Y. Zhang, Ch. Wang// Wireless Sensor Network/ – 2010. – №2. – P. 606 – 611.

157. Zhang X. Performance Comparison of Localization Techniques For Sequential WSN Discovery / X. Zhang, M.K. Banavar, M. Willerton, A. Manikas, C.

Tepedelenlioglu, A. Spanias, T. Thornton, E. Yeatman, A.G. Constantinides// Sensor Signal Processing for Defense (SSPD) Conference, 2012. – P. 1–5.

158. Спосіб позиціонування вузлів у бездротових сенсорних мережах: пат. України: МКП H04W 64/00/ Зеленін А.М., Іваненко В.О.; заявник та патентовласник Харківський національний університет радіоелектроніки. – №65765; заявл. 17.06.11; опубл. 12.12.2011, Бюл. №23. – 6 с.

159. Власова В.А. Модель процесса позиционирования элементов гомогенной беспроводной сенсорной сети [Текст]/ В.А. Власова// Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2013. – №4/9 (64). – С. 44–48.

160. Зайцев А.А. Беспроводные сенсорные сети перспективы и задачи [Текст]/ А.А. Зайцев, Е.А. Устинова// Электросвязь. – 2009. – №8. – С. 26–31.

161. Гальченко К. Р. Мобильный Интернет. // Журнал «Мой Компьютер». – 2008. – № 6. – С. 39–41.

162. Семенов Ю.В. Проектирование сетей связи следующего поколения. – СПб. БХВ-Петербург, 2005. – 236с.

163. Ногин В.Д. Принятие решений в многокритериальной среде: количественный подход . – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 176 с.

164. Березовский Б.А., Барышников Ю.М., Борзенко В.И., Кепнер Л.М. Многокритериальная оптимизация. Математические аспекты. – М.: Наука, 1986. – 254с.

165. Чеботарева Д.В., Безрук В.М. Многокритериальная оптимизация проектных решений при планировании сотовых сетей мобильной связи. – Х. : Компания СМІТ, 2013. – 148с.

166. Telecommunications Networks – Current Status and Future Trends. Edited by Jesus Hamilton Ortiz.. INTECH. Rijeka, Croatia, 2012, - 446 p. (ISBN 978-953-S0341-7). Chapter 11. Valery Bezruk, Alexsander Bukhanko, Dariya Chebotareva and Vyacheslav Varich. Multicriterion optimization in telecommunication networks: planning, designing and controlling. – P. 251– 274.

167. Чеботарёва Д.В., Безрук В.М.. Многокритериальная оптимизация проектных решений при планировании сотовых сетей мобильной связи. Украина. Х.: Компания СМІТ, 2013. – С.1–148.

168. Саати Т., Кернс К. Аналитическое планирование. Организация систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 224 с.

169. Безрук В.М., Скорик Ю.В. Применение метода анализа иерархий для выбора речевого кодека, оптимального по совокупности показателей качества / В.М.Безрук, Ю.В.Скорик // Харьков: Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 5/2 (41) 2009. – С 9–14.

170. Безрук В.М. Информационная система компьютерной телефонии для автоматизации диспетчерских служб связи / В.М.Безрук, В.И.Загайнов, М.И.Кочкин, В.А.Ляховец, В.С.Мальцев, С.Л.Сырцов, В.И.Твердохлеб // 4-й Межд. радиоэлектр. форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития. МРФ-2011. Сборник научных трудов. Том II. Межд. конф. «Телекоммуникационные системы и технологии». – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – С. 368-371.