НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ІНСТИТУТ ІОНОСФЕРИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
“Харківський політехнічний інститут”

В. О. Пуляєв, Є. В. Рогожкін, Л. Я. Ємельянов,
О. В. Богомаз, С. В. Кацко, М. О. Шульга

РОЗРАХУНОК СТАТИСТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛУ НЕКОГЕРЕНТНОГО РОЗСІЯННЯ

Монографія

Харків – 2021

УДК 621.396:654.147
ББК 32.811.3:26.233

П88

РЕЦЕНЗЕНТИ:

А.В. Шульга, д-р. фіз.-мат. наук, проф.,
Миколаївська астрономічна обсерваторія

Б.Ю. Волочій, д-р. техн. наук, проф.,
Національний університет "Львівська політехніка"

В.В. Должиков, д-р. фіз.-мат. наук, проф.,
Харківський національний університет радіоелектроніки

Рекомендовано до друку Вченою радою Інституту іоносфери
(протокол № 3 від 29.04.2021 р.)

Пуляєв В.О.

П88 Розрахунок статистичних характеристик сигналу некогерентного розсіяння : монографія / В. О. Пуляєв, Є. В. Рогожкін, Л. Я. Ємельянов, О. В. Богомаз, С. В. Кацко, М. О. Шульга. – Х.: ТОВ "ПЛАНЕТА-ПРІНТ", 2021. 236 с.

ISBN 978-617-7897-44-5

В монографії розглянуто процедури розрахунку висотно-часових залежностей статистичних характеристик сигналу, отриманого методом некогерентного розсіяння радіохвиль від іоносфери. Подано методики та алгоритми обчислювальних перетворень, які пов'язані з одержанням та аналізом його автокореляційних функцій та спектрів.

Розраховано для науково-технічних працівників і інженерів у галузі радіофізичних методів дослідження середовищ, фахівців з радіотехніки і радіолокації, а також для викладачів, аспірантів і студентів старших курсів.

ББК 32.811.3:26.233

© Пуляєв В. О., Рогожкін Є. В., Ємельянов Л. Я., Богомаз О. В., Кацко С. В., Шульга М. О., 2021

ISBN 978-617-7897-44-5 © ТОВ "ПЛАНЕТА-ПРІНТ", 2021

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ……..... 6

ПЕРЕДМОВА ……..... 7

ВСТУП ……..... 12

Розділ 1. РАДІОЛОКАЦІЙНЕ ЗОНДУВАННЯ В МЕТОДІ, ЩО ВИКОРИСТОВУЄ НЕКОГЕРЕНТНЕ РОЗСІЯННЯ РАДІОХВИЛЬ ВІД ІОНОСФЕРИ …… 27

1.1. Метод некогерентного розсіяння (НР) та його особливості …. 27

1.2. Імпульсне радіозондування в методі НР …… 34

1.2.1. Радіоімпульси з прямокутною обвідною ……. 37

1.2.2. Послідовності здвоєних радіоімпульсів ……... 38

1.2.3. Складені радіоімпульси зондування ……..……. 40

1.2.4. Кодування параметрів радіоімпульсів …… 41

1.3. Алгоритми функціонування радіо- та інформаційної підсистем радара НР ……... 52

1.4. Пряма задача теорії некогерентного розсіяння ……..... 55

1.4.1. Склад іоносферної плазми в максимумі іонізації ……. 58

1.4.2. Склад іоносферної плазми нижче максимуму іонізації 60

1.4.3. Склад іоносферної плазми вище максимуму іонізації ..…. 62

1.4.4. Дебаєвський радіус екранування та його вплив на розрахунки іоносферних параметрів ... ……..…….… 66

1.5. Методи підвищення достовірності обчислень характеристик сигналу НР ……..... 69

Контрольні питання 74

Список літератури до розділу 1 75

Розділ 2. АПАРАТУРНІ ТА АЛГОРИТМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ СТАТИСТИЧНИХ (КОРЕЛЯЦІЙНИХ ТА СПЕКТРАЛЬНИХ) ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛУ НР 82

2.1. Алгоритм розрахунку автокореляційних функцій сигналу НР 83

2.2. Апаратурні особливості корелятора при випромінюванні радіоімпульсу зондування великої довжини (схемне рішення №1) 86
2.3. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №2) 90
2.4. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №3) 93
2.5. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №4) 96
2.6. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №5) 104
2.7. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №6) 111
2.8. Особливості використання теореми відліків при цифровому перетворюванні НР сигналу ……... 115
2.9. Двочастотне зондування у методі НР ……..... 121
2.10. Комп'ютерна обробка когерентних сигналів відбиття …… . 123
2.11. Приклади обчислень нормованих АКФ НР сигналу ……... 130
2.12. Фур'є-перетворення коефіцієнтів кореляції в спектр сигналу НР……...……... 136
Контрольні питання 137
Список літератури до розділу 2 138

Розділ 3. ВІДНОВЛЕННЯ ПО АКФ СИГНАЛУ РОЗСІЯННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ КОРЕЛЯЦІЇ ФЛУКТУАЦІЙ ІОНОСФЕРНОЇ ПЛАЗМИ 142
3.1. Особливості перетворень, пов'язаних зі стробуванням числових послідовностей ……..... 143
3.2. Особливості перетворень, пов'язаних з ефектом імпульсного зондування .....……..... 144
3.2.1. Врахування спотворень, пов'язаних з довжиною радіоімпульсу зондування ……..... 144
3.2.2. Залежність спектру флуктуацій електронної концентрації від спектральних характеристик імпульсу зондування ….. 147
3.2.3. Врахування спотворень, пов'язаних із ефектом згладжування результатів вздовж висоти ……..... 151

3.3. Врахування перехідної характеристики антенного комутатора радара НР 159
3.4. Врахування функціональних особливостей схем корелятора .. 161
3.5. Особливості перетворень, пов'язаних з врахуванням характеру висотного розподілу електронної концентрації ……..... 165
3.6. Врахування функціональних особливостей аналого-цифрового перетворення сигналу розсіяння ……..….. 167
3.7. Використання смугових фільтрів у приймальній системі радара НР та врахування їх характеристик ….. ……..….. 172
3.8. Процедури аналізу ефективності впроваджуваних методів цифрової фільтрації сигналу НР …….. 187
Контрольні питання 198
Список літератури до розділу 3 200

Розділ 4. АНАЛІЗ ТА СТАТИСТИЧНА ОБРОБКА СИГНАЛУ В МЕТОДІ НР НА ФОНІ ІМПУЛЬСНИХ ЗАВАД ТА КОГЕРЕНТНИХ ВІДБИТТІВ …..... 203
4.1. Проблеми приймання сигналу НР через наявність "космічного сміття" 203
4.2. Виявлення когерентних відбиттів за допомогою контрольного каналу радара НР …….……. 207
4.3. Процедури попереднього статистичного аналізу радіофізичних даних ……... 213
4.4. Приклади статистичної обробки просторово-часових залежностей ординат АКФ сигналу НР ……..... 218
Контрольні питання 227
Список літератури до розділу 4 228

ВИСНОВКИ ……..... 230

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

НР – некогерентне розсіяння

АКФ – автокореляційна функція

НДЛІ – науково-дослідна лабораторія іоносфери

ОКБ РФДІ – Особливе конструкторське бюро радіофізичних досліджень іоносфери

COST – організація Європейського співробітництва в області наукових і технічних досліджень

EISCAT Scientific Association – Європейська наукова асоціація по дослідженню некогерентного розсіяння

GPS – система глобального позиціювання

VISRC-2, EPSBase, GPS-приймач, TFA 351095 SINUS – сучасне радіофізичне устаткування

УКХ – ультракороткі хвилі

МСМВ – метод мінімізації суми модулів відношень

МНК – метод найменших квадратів

ФМ – фазоманіпульований сигнал

КК – коефіцієнти кореляції

ПК – персональний комп’ютер

D, E, F1 і F2 – висотні шари іоносферної плазми

АЦП – аналого-цифровий перетворювач

ОЗП – оперативний запам’ятовуючий пристрій

АЧХ – амплітудо-частотна характеристика

КП – компаратор

ДШ – дешифратор

ПЕРЕДМОВА

Запропонований матеріал базується на дослідженнях, ознайомлення з якими розпочато в книгах “Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния” авторів Є.В. Рогожкіна, В.О. Пуляєва і В.М. Лисенка [1] та “Обчислювальні процедури при аналізі некогерентного розсіяння в іоносферній плазмі” авторів В.О. Пуляєва, Є.В. Рогожкіна і О.В. Богомаза [2]. Теперішні дослідження присвячено подальшому узагальненню особливостей синтезу і використання сигналів зондування та уточненню алгоритмів обчислення статистичних характеристик сигналу некогерентного розсіяння (НР) – його автокореляційних функцій (АКФ) і спектрів, за допомогою яких розраховуються параметри навколоземного космічного простору – геокосмосу.

У представленому виданні на основі публікацій авторів та їх багаторічного практичного досвіду проведено уточнення питань детального розгляду та аналізу іоносферних процесів, наводяться особливості імпульсного зондування, оброблення та інтерпретації сигналу НР, особливості практичного підходу до розрахунку його статистичних характеристик, обговорюються шляхи підвищення якості при визначенні за цими характеристиками висотно-часових залежностей іоносферних параметрів.

Крім того, метою видання є пробудження наукового інтересу до проблем радіо- та геофізичних досліджень, у тому числі і в україномовного читача. Також у авторів монографії є бажання дати викладачам для використання у навчальному процесі останні напрацювання науковців. За допомогою питань,

сформульованих у кінці кожного розділу, тепер є можливість контролювати якість знань студентів.

Однією з особливостей методу НР є те, що в процесі зондування іоносфери сигнал, який реєструється у вигляді розсіяної на іонізованих частинках радіохвилі, приймається, як правило, при досить низькому відношенні сигнал/шум і, до того ж, на фоні імпульсних відбиттів і шумоподібних завад. У цьому випадку захист від цих сигналів здійснюється за рахунок введення статистичної обробки даних і використання спеціалізованих алгоритмів розрахунку параметрів середовища, що, зрештою, дозволяє вийти на досить високий рівень достовірності при інтерпретації різних іоносферних ефектів.

Орієнтуючись на можливості сучасних спеціалізованих обчислювачів та спираючись на досвід експлуатації радарів НР, закладених Національним технічним університетом “Харківський політехнічний інститут” (НТУ “ХПІ”) та модернізованих Інститутом іоносфери, у даному матеріалі аналізуються та уточнюються принципи реалізації ряду обчислювальних алгоритмів і вказуються шляхи удосконалення процесу обробки радіолокаційних даних.

Даний матеріал також може бути використаний в навчальному процесі з метою підвищення професійного рівня студентів та аспірантів. Вони розглядаються як майбутні науковці тих установ і організацій, діяльність яких пов’язана з радіофізичними дослідженнями навколоземного простору, стан якого істотно впливає на процеси на Землі та задає особливості функціонування сучасних систем зв’язку, радіолокації і радіонавігації.

Монографія може мати інтерес як для дослідників, що займаються проблемами обробки сигналів, відбитих від розподілених у просторі об’єктів, питаннями поширення радіохвиль у статистично неоднорідних, дисперсійних середовищах, так і інтерес для тих, хто займається суміжними проблемами у радіо- і геофізиці.

Виходячи з цього, читачі знайомляться з особливостями застосовування обчислювальних процедур у методі НР, що дозволяють закласти основи для надійного розрахунку іоносферних параметрів.

У книзі детально розглянуто питання подальшого розвитку ключових інформаційних можливостей методу НР, питання синтезу і впровадження перспективних апаратурно-алгоритмічних підходів, спрямованих на удосконалення процесу випромінювання сигналів зондування та обробки іоносферної інформації. Мета цих підходів – поліпшення якості методологічного аналізу радіофізичних даних, мінімізація похибок обчислень, збільшення точності розрахунків статистичних характеристик сигналу розсіяння, за якими оцінюються параметри іоносферної плазми.

Монографія містить чотири розділи.

У першому розділі читачі знайомляться з деякими особливостями дослідження навколоземного космічного простору імпульсними радіолокаторами НР, з можливостями випромінювання ними простих та кодованих зондувальних сигналів, з існуючими методиками приймання й обробки сигналу розсіяння для розрахунку його статистичних характеристик, а також із аналізом шляхів підвищення точності розрахунків іоносферних параметрів. Наводяться особливості обчислювальних процедур при розв'язанні прямої і зворотної задач теорії НР (надалі по тексту – пряма і зворотна задачі), розглядаються напрямки, що дозволяють модернізувати алгоритми обробки іоносферних даних.

У другому розділі досконально описується ряд режимів роботи спеціалізованих обчислювальних систем (кореляторів), які використовуються у складі радарів НР Інституту іоносфери. Аналізуються процедури отримання з їх допомогою АКФ прийнятого сигналу розсіяння.

У третьому розділі наводяться особливості перетворень АКФ сигналу розсіяння, за допомогою яких визначаються коефіцієнти кореляції (КК) теплових флуктуацій електронів у плазмі, а саме – для врахування апаратурно-методичних особливостей імпульсного зондування та специфіки обробки експериментальних даних.

У четвертому розділі розглядаються ряд алгоритмів статистичного аналізу іоносферних даних, що призначені для систематизації та уточнення числових

послідовностей (висотно-часового розподілу потужностей сигналу НР та ординат АКФ) з метою видалення з них когерентних завад.

В цілому, запропоноване читачам видання присвячено проблемі підвищення якості обчислювальних перетворень іоносферної інформації у процесі радіозондування іоносфери Землі. У цьому напрямку у книзі висвітлюються ключові моменти випромінювання імпульсів зондування і особливості алгоритмів ефективної обробки сигналу, утвореного в результаті некогерентного розсіяння радіохвиль на теплових флуктуаціях електронів в плазмі. Також уточнюються і розвиваються напрямки підвищення вірогідності розрахунків статистичних характеристик цього сигналу – АКФ і спектрів, розглядаються питання обчислень з їх допомогою КК та спектрів теплових флуктуацій плазми, а також пропонуються шляхи підвищення точності визначення за цими коефіцієнтами основних геофізичних параметрів плазми в навколоземному космічному просторі.

Автори вдячні колегам з Інституту іоносфери та НТУ “ХПІ” за допомогу у впровадженні результатів досліджень, а також за висловлені у ході дискусій пропозиції та уточнення матеріалу попередніх видань. Вважаємо своїм обов’язком висловити щиру подяку рецензентам докт. фіз.-мат. наук, проф. О.В. Шульзі, директору Миколаївської астрономічної обсерваторії, докт. техн. наук, проф. Б.Ю. Волочію, професору кафедри теоретичної радіотехніки та радіовимірювань Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету “Львівська політехніка” і докт. фіз.-мат. наук, проф. В.В. Должикову, професору кафедри комп’ютерної радіоінженерії і систем технічного захисту інформації Харківського національного університету радіоелектроніки за корисні зауваження за текстом рукопису.

Автори будуть раді будь-якій інформації та відгукам від читачів. Зауваження і побажання просимо направляти за адресою: 61002, Україна, м. Харків-2, вул. Кирпичова, 16, радіофізичний корпус НТУ “ХПІ”, Інститут іоносфери, а також електронною поштою: iion@kpi.kharkov.ua.

У монографії використано матеріали з багатьох публікацій у вигляді статей та патентів авторів, а також результати, що отримані в ході проведення Інститутом іоносфери фундаментальних та прикладних досліджень у рамках держбюджетних науково-дослідних робіт за фінансуванням Національної академії наук України та Міністерства освіти і науки України.

Автори

ВСТУП

Наприкінці 1940-х – початку 1950-х років почали стрімко розвиватися галузі науки, пов’язані з радіофізикою, радіотехнікою та радіоелектронікою, що було викликано необхідністю зміцнення обороноздатності країни. З’явилися радіолокатори (радари), які давали можливість за рахунок використання імпульсних радіопередавальних систем визначати дальність до рухомих об’єктів, у тому числі до літаків та кораблів, і використовувати цю інформацію для наведення гармат і ракет [3].

У післявоєнний час розвиток ракетної техніки викликав новий етап удосконалення технічної бази радіолокаторів, оскільки виникла необхідність контролю поводження об’єктів не тільки на поверхні Землі, але й у межах ближнього космосу.

Коли вирішуються, наприклад, задачі космічної радіонавігації, радіолокаційна станція (РЛС) використовує сигнали в тій частині частотного діапазону, для якої іоносфера Землі є майже прозорою. Оскільки критична частота (максимальна частота відбиття радіохвилі від іоносфери при її зондуванні) може досягати 15–20 МГц, то значення робочих частот у цьому випадку треба вибирати набагато більшими від указаних величин. У таких діапазонах ефект відбиття від іоносфери у середніх широтах, де розташована більша частина засобів радіолокаційного спостереження, практично відсутній. Верхня ж межа частотного діапазону при роботі РЛС обмежується значеннями у декілька гігагерц, оскільки на якість роботи радіолокаторів у цьому випадку починають впливати природні радіоджерела: Сонце, галактичне середовище, групи зірок і т.д.

Але не тільки природні фактори визначають характеристики і режими роботи радіолокаторів. Важливою умовою їхнього ефективного функціонування є наявність електронних пристроїв, здатних генерувати і передавати потужні електромагнітні сигнали необхідної частоти, та антен, здатних випромінювати і приймати сигнали зі складною структурою, а також наявність чуттєвих радіоприймальних пристроїв.

З розвитком космічної техніки виникла потреба у більш активному використанні радіолокаторів з науковою метою, а саме – для вивчення безпосередньо самого навколоземного космічного простору та для діагностики його стану. У цілому цей науковий інтерес стосувався питань, що належать не тільки до прикладної сфери діяльності людини, але і до сфери перспективних фундаментальних досліджень.

Спочатку дослідження іоносферної плазми були пов'язані з необхідністю прогнозу її стану для виявлення оптимальних умов короткохвильового радіозв'язку. Були створені наземні короткохвильові іонозонди, які могли одержувати інформацію про концентрацію електронів в іоносфері, але тільки в діапазоні висот нижче головного іоносферного максимуму – до ~300 км. Визначення ж інших параметрів середовища – температур електронів та іонів, іонного (газового) складу, динамічних характеристик плазми – стало можливим лише з кінця 50-х – початку 60-х років XX ст., та й то тільки при залученні можливостей ракетної техніки. При цьому головна незручність полягала в епізодичності запусків і відносній короткочасності експериментів. Відігравала свою роль і залежність умов вибору діапазонів дослідження іоносфери від наявних траєкторій ракет.

Дійсно науковий бум був викликаний у зв'язку з появою у 1958 року статті У. Гордона [4], в якій для вивчення характеристик іоносферної плазми було запропоновано використовувати розсіяння на вільних електронах. За попередніми розрахунками автора, у випадку використання радаром для зондування сигналу з частотою 75 МГц повинен був виникнути зворотній сигнал, пов'язаний з розсіянням радіохвилі на вільних електронах плазми. У свою чергу, це означало,

що потрібно було мати приймач із шириною частотної смуги до 200 кГц та з високою чутливістю. Такий радар дослідники в США ввели в дію в Джікамарці (Перу), де наприкінці 1958 р. К. Боулс провів перші вимірювання сигналу, розсіяного на теплових флуктуаціях іоносферної плазми.

У реальності ширина спектра прийнятого розсіяного сигналу виявилася меншою від очікуваної, причому більш ніж на порядок. У зв'язку з цим К. Боулс припустив, що електрони плазми в дійсності не є вільними, а їхній рух внаслідок кулонівської взаємодії контролюється іонами. Про особливості цього ефекту повідомлялося за період 1961–1969 рр. у низці наукових праць [5–7], в яких була подана теорія розсіяння на теплових флуктуаціях плазми. Це розсіяння назвали некогерентним, а метод одержав назву методу некогерентного розсіяння.

В основу цього методу закладено положення про те, що на відміну від вертикального зондування, при якому використовуються сигнали на частотах починаючи з 1 МГц, в методі НР застосовуються частоти, що набагато більші, ніж значення критичних частот, тобто ці сигнали мають можливість проходити крізь іоносферу практично без відбиття.

Крім того, для реєстрації дуже слабкого шумоподібного розсіяння потрібно використовувати антени з ефективною поверхнею до 10^4–10^5 м^2, потужні (до 10 МВт) радіопередавачі і спеціальні алгоритми обробки даних з тривалим статистичним накопиченням інформації в часі. Взамін цього метод НР дає ту перевагу, що не обмежує проведення досліджень іоносфери зоною нижче максимуму іонізації. Додатково він дозволяє за характеристиками прийнятого розсіяння розрахувати, окрім електронної концентрації, ще і температури електронів та іонів, швидкість перенесення плазми, іонну структуру і багато інших параметрів космічного середовища на висотах до тисячі і більше кілометрів.

Отримавши всебічний розвиток, метод НР сприяв подальшому розумінню фізики верхньої атмосфери. Це було обумовлено можливостями проведення регулярних експериментів [8–10] і практичного дослідження структури іоносфери з теоретичним аналізом динаміки її поводження. Отримані знання і результати

експериментів сприяли створенню нових моделей іонізованої і нейтральної компонент верхньої атмосфери, апробації моделей, наступній їх корекції і використанню з метою прогнозування умов поширення радіохвиль, щоб мати змогу підвищувати ефективність роботи засобів наземного і космічного радіозв'язку, радіонавігації, радіолокації (у тому числі загоризонтної) і т.п.

Згодом, однак, з'явилися проблеми і труднощі, що стосувалися питання подальшого покращання якості одержуваних експериментальних даних. Раніше це покращання відбувалося в основному за рахунок підвищення енергетичного потенціалу радарних комплексів НР. Проблеми виникли в зв'язку з тим, що практично було досягнуто межі збільшення потужності радіопередавальних систем, розмірів антенних систем, а також межі чутливості радіоприймальних пристроїв. Як результат – зменшилася перспектива можливості технічної модернізації радіолокаційних систем у цьому напрямку, особливо з метою підвищення точності розрахунків параметрів на висотах більше 1000 км.

Стало зрозумілим, що надалі більшу увагу необхідно приділяти удосконаленню алгоритмів статистичної обробки радіофізичних даних. Ось чому, якщо в першому науковому виданні авторів мова йшла про оптимізацію процедур зондування, стосовно яких пропонувалося використовувати оптимальні варіанти зондувальних сигналів, максимально погоджених з особливостями поводження плазми на різних іоносферних рівнях, у наступній книзі вже розглядалися шляхи оптимізації процедур обробки прийнятого сигналу розсіяння, тих процедур, від коректності виконання яких залежить точність подальшої геофізичної інтерпретації експериментально отриманих даних.

Історію розвитку в Україні радіофізичної науки, що пов'язана з вивченням навколоземного космічного простору з використанням фізичних методів, можна простежити за етапами її становлення серед харківських учених-політехніків [11, 12].

Роботи, спрямовані на вивчення властивостей середньоширотної іоносфери, в Харкові почалися з 1950 років шляхом розроблення іоносферної

станції (керівник – майбутній академік С. Я. Брауде) співробітниками радіотехнічного факультету Харківського політехнічного інституту (ХПІ). Незабаром у 1963 р. на цьому факультеті було створено науково-дослідну лабораторію іоносфери (НДЛІ), керівником якої став доктор фізико-математичних наук, професор В. І. Таран. Співробітники цієї лабораторії почали займатися роботами, спрямованими на організацію досліджень саме методом НР.

З 1971 р. НДЛІ перетворилася в науково-дослідну лабораторію кафедри радіоелектроніки, а потім – в Особливе конструкторське бюро радіофізичних досліджень іоносфери (ОКБ РФДІ) при ХПІ. У 1991 р. на базі ОКБ РФДІ було створено Інститут іоносфери.

Для забезпечення діяльності цих структур за наказом Міністерства оборони СРСР було виділено радіотехнічне устаткування, яке стало основою створення поблизу м. Змієва у Харківської області унікальної і єдиної в Радянському Союзі обсерваторії, що включала в себе мережу еталонних наукових інструментів – спеціалізованих радарів НР. У монтажі устаткування на експериментальній базі брали участь десятки співробітників ХПІ, причому специфічні для методу НР вузли радарів розроблялися і виготовлялися ними самостійно.

Протягом багатьох років десятками вчених, інженерів, техніків та обслуговуючим персоналом було виконано величезний обсяг робіт з модернізації і введення в дію радарів НР, їх спеціалізованих систем обробки інформації, розроблення ефективних методик зондування іоносфери, приймання НР сигналу та його аналізу [13-14].

Перші результати радіолокаційних експериментів було отримано у 1972 р. з використанням нерухомої параболічної антени діаметром 30 м, промислового радіолокаційного передавача і розроблених співробітниками радіоприймача і спектроаналізатора. Незабаром після цього дослідним заводом ХПІ було сконструйовано унікальну та найбільшу в Європі зенітну двозеркальну параболічну антену діаметром 100 м, а за нею була придбана та введена в

експлуатацію ще й повноповоротна параболічна антена діаметром 25 м. Одночасно було розроблено новий та більш надійний і чутливий радіоприймальний пристрій. На базі цих систем і було створено два сучасних радари НР метрового діапазону хвиль.

Зараз ця радіолокаційна апаратура дозволяє досліджувати іоносферу в діапазоні висот 100–1500 км і проводити систематичні вимірювання основних параметрів іоносфери (електронної концентрації, температур електронів і іонів, швидкості руху іоносферної плазми, відносної концентрації молекулярних і атомарних іонів та ін.). Такого набору даних неможливо одержати іншими методами дослідження іоносфери. На теперішній час вже накопичено багато експериментальних даних, які охоплюють чотири цикли сонячної активності, тобто в наявності є іоносферна інформація більше ніж за сорокарічний період.

З 2009 року Інститут іоносфери очолив доктор технічних наук, професор І.Ф. Домнін. Він організував проведення комплексу робіт з удосконалення науково-експериментальної бази Інституту та його обсерваторії, а також активізував співробітництво з тими вітчизняними та закордонними вченими і їх науковими колективами, що ведуть іоносферні дослідження. Визначні результати досягнень Інституту іоносфери, як правило, апробуються практично на всіх радіофізичних семінарах, конференціях, симпозіумах і багатьох міжнародних форумах.

Зараз Інститут активно співпрацює з такими науковими та навчальними організаціями і університетами України, як НТУ “ХПІ”, Радіоастрономічний інститут НАН України, Харківський національний університет ім. В. Н. Каразіна, Інститут радіофізики й електроніки ім. А.Я. Усикова (Харків), Інститут геофізики ім. С. І. Субботіна НАН України (Київ), Інститут космічних досліджень НАНУ і НКАУ (Київ і Львів), Харківський університет повітряних сил ім. І. Кожедуба МО України. Встановлено наукові зв’язки з Інститутом іоносфери Республіки Казахстан (Алмати), Геодезичним і геофізичним інститутом Угорської академії наук (м. Шопрон) та іншими, з якими проводяться спільні радіофізичні експерименти.

У напрямках сумісного використання результатів геофізичних досліджень організовано тісну співпрацю з представниками закордонних наукових організацій, до яких відносяться:

– European Space Agency;

– Naval Research Laboratory (США);

– National Center of Atmospheric Research (США);

– Community Coordinated Modeling Center (США);

– Institute of Atmospheric Physics (Чехія);

– Space Weather Prediction Center (США);

– Institute for Space-Earth Environmental Research (Японія);

– Mus Alparslan University (Туреччина).

З 2011 р. Інститут іоносфери почав брати участь у міжнародній кооперації COST (Європейське співробітництво в області наукових і технічних досліджень) згідно з програмою розвитку європейської служби прогнозування космічної погоди, мета якої – попередження техногенних аварій, катастроф і несприятливих біогеофізичних умов. Також ведеться співробітництво з ученими обсерваторії Хайстек Масачусетського технологічного інституту (США), з якими співпраця почалася ще з 1996 року в рамках гранту від Національного наукового фонду США. Активна робота проводиться з асоціацією EISCAT (Норвегія, Швеція, Фінляндія). У 2012 році одержано грант за підтримки Міністерства закордонних справ Норвегії. Роботи згідно гранту мали за мету спільне для наукових організацій дослідження хвильових процесів у плазмі від джерел штучного радіовипромінювання (нагрівних стендів) та подальший розвиток освітнього процесу при підготовці висококваліфікованих фахівців-радіофізиків.

За результатами наукових досліджень навколоземного космічного простору радіолокаційні системи Інституту іоносфери у 2001 р. було визнано науковим об’єктом, що становить Національне надбання України.

Нижче наведено стислий перелік наукових напрямків і основних виконавців за період 1960–2020 рр.

1. Початок створення в ХПІ унікальної експериментальної бази під керівництвом провідних спеціалістів І.М. Преснякова, Є.В. Рогожкіна, В.І. Головіна, В.І. Ліокумовича, О.І. Григоренко, О.А. Соляника, С.Д. Андренка та А.С. Єфременка.

2. Розроблення радіотехнічних систем радарів НР метрового діапазону хвиль, їх модернізація і проведення експериментальних досліджень – Є.В. Рогожкін (загальне керівництво); В.І. Головін, А.П. Євдокімов, А.М. Смірнов, М.О. Смагло, О.Д. Коваль і С.В. Черняєв (радіопередавальні пристрої); О.А. Соляник, С.Д. Андренко, Ю.М. Гукасов, В.С. Болібок, В.М. Івченко, Я.М. Чепурний і Г.М. Тіняков (антенно-фідерні пристрої); Ф.О. Маєнко, В.М. Лисенко, Л.Я. Ємельянов, В.П. Курисько і М.М. Паун (радіоприймальні системи); І.Б. Скляров і О.М. Капустян (система інформаціонного контролю).

3. Упровадження апаратури та експериментальні роботи на радарі НР дециметрового діапазону – С.В. Черняєв, В.І. Івченко, О.О. Закорін, В.М. Лисенко, В.М. Авдєєв і В.М. Бєлоус.

4. Введення і експлуатація обчислювальних засобів – Л.А. Петров, А.Ф. Кононенко, В.І. Ващенко, В.П. Лук'яненко, В.Г. Замковий, С.Я. Тімонін, М.І. Палій, О.С. Симонов, В.Л. Макогонюк і К.Г. Висоцький.

5. Будівництво фазованих антенних ґрат і впровадження апаратури нагрівного стенда ВЧ-діапазону – В.К. Боговський, А.П. Богдан, В.В. Дівавін, О.І. Поліваний і В.В. Краснокутський.

6. Розроблення, впровадження і модернізація спеціалізованих пристроїв обробки – Є.В. Рогожкін, В.М. Лисенко, В.О. Пуляєв, О.М. Хлєбніков, Л.Я. Ємельянов, М.М. Забірко, М.М. Паун, Н.Ф. Шаталова, А.Ф. Кононенко, І.Б. Скляров, В.А. Філоненко і В.Ф. Склярова.

7. Проведення перших експериментів у 1983 р. з кодованими сигналами – М.П. Маглєваний, О.Є. Андрєєв, І.Б. Скляров і В.П. Лук'яненко.

8. Введення в експлуатацію у 1985 р. нової автоматичної іоносферної станції “Базис” для вертикального зондування іоносфери – Л.Я. Ємельянов, В.П. Курисько і О.І. Стаховська.

9. Введення в експлуатацію у 2020 р. сучасних блоків підсистеми приймання, запису і обробки сигналу на проміжній частоті та модернізація апаратного забезпечення іонозондів – Л.Я. Ємельянов, О.В. Богомаз, А.Є. Мірошніков, В.В. Барабаш, О.В. Богомаз.

10. Проведення перших в країні експериментів у 1985 р. із збурювання іоносферної плазми потужним ВЧ-випромінюванням – А.М. Смирнов, В.К. Боговський, Л.Я. Ємельянов, А.П. Богдан, В.В. Дівавін, Л.П. Гончаренко і В.М. Лисенко.

11. Розроблення алгоритмів і програм обробки НР сигналу – Є.В. Рогожкін, О.І. Григоренко, В.М. Лисенко, В.О. Пуляєв, Л.Я. Ємельянов, В.І. Ващенко, В.П. Лук’яненко, В.Г. Замковий, Є.Г. Жиляков, А.В. Болібок, О.В. Попкова (Дрібноход), Г.П. Роменська, С.Р. Третьяков, С.В. Грінченко, Ю.В. Черняк, Д.В. Котов, О.В. Богомаз, Т.О. Скворцов, Д.П. Бєлозьоров, А.Є. Мірошніков і Д.О. Іскра.

12. Обробка даних і інтерпретація вимірюваних параметрів іоносферної плазми – О.І. Григоренко, В.І. Ліокумович, В.І. Головін, Л.Ф. Черногор, Д.А. Дзюбанов, Ю.І. Под’ячий, Т.Г. Живолуп, В.М. Лисенко, Л.Я. Ємельянов, М.В. Ляшенко, В.П. Бурмака, С.О. Пазюра, А.В. Болібок, Т.В. Толстова, Н.М. Підгурська і М.О. Шульга.

13. Розроблення і розвиток іоносферних моделей іоносфери – О.І. Григоренко, Д.А. Дзюбанов, Т.Г. Живолуп, Л.Ф. Чорногор і М.В. Ляшенко.

14. Дослідження швидкоплинних хвильових процесів в іоносфері (реакція іоносфери на запуски космічних апаратів, на потужні вибухи) – Ю.І. Под’ячий, Л.Ф. Чорногор, В.П. Бурмака, І.Ф. Домнін і С.. Панасенко.

15. Дослідження ефектів прояву геокосмічних бур – Л.Ф. Чорногор, О.І. Григоренко, Л.Я. Ємельянов, С.О. Пазюра і С.В. Кацко.

16. Дослідження ефектів в іоносфері від сонячних затемнень – О.І. Григоренко, Л.Я. Ємельянов, Л.Ф. Чорногор, М.В. Ляшенко і В.М. Лисенко.

17. Планування робіт і їх технічне забезпечення – А.М. Грідін, С.Д. Андренко, В.І. Головін, М.Ф. Гринько, В.К. Боговський, В.В. Краснокутський, В.О. Бугай і М.М. Шевченко.

За результатами наукових досліджень докт. фіз.-мат. наук, проф. Є.В. Рогожкін став лауреатом премії Ради Міністрів СРСР. Канд. техн. наук О.В. Богомаз та канд. фіз.-мат. наук С.В. Кацко відмічені стипендією НАН України для молодих вчених. Канд. фіз.-мат. наук С.В. Кацко є стипендіатом Кабінету Міністрів України для молодих учених. Докт. техн. наук, проф. Пуляєв В.О. та канд. техн. наук О.В. Богомаз – стипендіати Харківської державної адміністрації в галузі науки ім. Г.Ф. Проскури. Двоє науковців Інституту іоносфери отримували Премію Президента України.

Весь цей час діяльність Інституту іоносфери була тісно пов’язана з навчальним процесом і підготовкою майбутніх фахівців у НТУ “ХПІ”. У 1971 році у ХПІ було створено загальнотехнічну кафедру “Радіоелектроніка”, яку очолив професор В.І. Таран і яка у 1989 р. приступила до підготовки і випуску інженерів-радіофізиків. З 2009 р. кафедрою “Радіоелектроніка” в НТУ “ХПІ” став керувати професор І.Ф. Домнін. За його активної участі кафедра стала готувати випускників за двома спеціалізаціями: “Радіофізика і електроніка” та “Спеціалізовані комп’ютерні системи”.

У нових навчальних планах кафедри враховані перспективні напрямки сучасного розвитку науки і техніки в галузі радіофізичних досліджень іоносфери, закладена необхідність навчання студентів розумінню природних явищ і контролю фізичних особливостей навколишнього світу.

З самого початку викладачами кафедри та співробітниками Інституту іоносфери в навчальний матеріал при формуванні фахівця-радіофізика закладаються такі тенденції:

- поглиблена фізико-математична підготовка студентів при вивченні базових знань;
- різнобічна інженерна, особливо радіофізична підготовка при вивченні радіосистем;
- поглиблена практична підготовка в галузі експериментальних досліджень середовищ за допомогою радіолокаційних та радіонавігаційних комплексів;
- всебічна підготовка для використання на практиці сучасної мікропроцесорної та комп'ютерної техніки.

Таким чином, молоді фахівці мали змогу одержувати достатню науково-технічну підготовку, щоб у майбутньому вирішувати складні науково-технічні завдання, адаптуватися до життя шляхом самоосвіти і постійного інформаційного збагачення.

Для інтеграції науки та освіти, підвищення якості навчання Інститутом іоносфери разом із НТУ "ХПІ" створено Науково-навчальний центр дистанційного радіозондування іоносфери, який координує теоретичні та експериментальні дослідження, спрямовані на удосконалення існуючих радіофізичних методів дослідження геокосмосу. Його завдання полягає в наданні унікального науково-дослідного обладнання обсерваторії для проведення студентських практикумів і виконання дипломних проєктів відповідно до наукової тематики Інституту іоносфери.

Також на базі Інституту іоносфери і кафедри космічної радіофізики радіофізичного факультету ХНУ ім. В.Н. Каразіна з метою залучення аспірантів і вчених до спільних проектів створено Міжвідомчу науково-дослідну лабораторію радіофізичних досліджень атмосфери і геокосмосу.

Ці структури допомагають координувати наукову та освітню діяльність науковців та викладачів відповідно до пріоритетних напрямів розвитку науки і техніки, до вимог європейського науково-освітнього простору, маючи на меті повноцінне використання можливостей навчальних та наукових закладів, де

студенти мають змогу проходити навчання та підготовку як майбутні висококваліфіковані фахівці – інженери-дослідники, радіофізики і геофізики.

Для задач створення загальних програмних засобів, які зв'язують наукові інструменти, обчислювальні засоби, моделі іоносфери, архіви даних, інтернет-ресурси та дослідників, що працюють в області фізики верхньої атмосфери і космосу, сумісно зі співробітниками та аспірантами кафедри фізики і технології Арктичного університету Норвегії (м. Тромсьо) вводилися нові методи викладання і розроблялися нові навчальні матеріали, які сприяли підготовці українських студентів-магістрів для продовження ними навчання в Норвегії у відповідності до стипендіальних квот.

В Інституті іоносфери діють ряд наукових підрозділів, серед яких основними є наступні:

1. Відділ фізики іоносфери.

Співробітники відділу проводять теоретичний та практичний аналіз результатів експериментальних досліджень стану та динаміки іоносфери над Україною, отриманих за допомогою радарів НР у діапазоні висот 100–1500 км. Аналізуються результати координованих експериментальних досліджень, спільних з обсерваторією Хайстек (США), обсерваторією Нагойського університету та з Національним інститутом технології інформації і комунікації (Японія) щодо проявів раптового впливу стратосферного потепління на появу іоносферних збурень. Займаються виявленням рухомих іоносферних збурень різних просторових і часових масштабів за даними світових GPS-мереж та радарів НР.

Одержані результати дозволяють уточнювати знання про характеристики середньоширотних збурень, а також сприяють удосконаленню глобальних і регіональних моделей іоносфери щодо їх практичного використання з метою врахувань варіацій та особливостей прояву "космічної погоди". Наукові роботи направлені на уточнення та корегування моделей як спокійної, так і збуреної іоносфери з метою прогнозування несприятливих технологічних і біогеофізичних наслідків варіацій стосовно середніх широт центрально-європейського регіону та Антарктиди. На їх основі розроблена загальна морфологічна картина та

фізична схема розвитку іоносферних процесів, що визивають рухомі іоносферні збурення.

2. Відділ радіофізичних досліджень іоносфери.

Питаннями розробки, експлуатації та супроводження засобів інформатизації в Інституті іоносфери займається відділ радіофізичних досліджень іоносфери. У цьому відділі модернізуються радіотехнічні системи радарів НР та з метою удосконалення систем обробки впроваджуються спеціалізовані комп'ютерні системи, які працюють у реальному часі – програмовані багатоканальні корелятори. Удосконалюються методики і програмне забезпечення щодо розрахунку по кореляційним характеристикам сигналу розсіяння параметрів іоносферної плазми.

3. Відділ систем зондування іоносфери.

Науковці даного відділу вивчають методичні та технічні рішення, що застосовуються на європейських, американських та японських радарах НР, з метою подальшої модернізації апаратури, яка використовується в обсерваторії Інституту іоносфери. У результаті співробітниками додатково до радарів НР введено в експлуатацію цифровий іонозонд VISRC-2, двочастотну базову станцію EPSBase (с GPS-приймачем) та сучасну метеостанцію TFA 351095 SINUS. Одночасно модернізовано апаратне забезпечення іонозонду та методики розрахунку профілів концентрації електронів зі слідів на іонограмах, що дозволяє аналізувати часові варіації таких параметрів іоносфери, як критична частота, висота максимуму шару F2 і концентрація електронів у максимумі шару F2.

Також співробітники відділу за допомогою радіофізичного обладнання Іоносферної обсерваторії забезпечують проведення планових спостережень геокосмосу в циклі сонячної активності, які характеризуються як різнохарактерністю збурюючих факторів, так і наявністю геомагнітних бур. За результатами спостережень проводиться обробка і розрахунок параметрів середньоширотної іоносфери європейського регіону, призначених для отримання нової інформації про динаміку середньої та зовнішньої іоносфери в діапазоні висот від 100 до 1500 км.

Список літератури до розділу “Вступ”

1. Рогожкин Е.В. Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния : монография / Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев, В.Н. Лысенко. – Х : НТУ “ХПИ”, 2008. – 256 с.

2. Пуляев В.А. Определение параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн : монография / В.А. Пуляев, Д.А. Дзюбанов, И.Ф. Домнин. – Х : НТУ “ХПИ”, 2010. – 240 с.

3. Абрамов В.Г. Исследования ионосферы с помощью высокопотенциальной радиолокационной станции / В.Г. Абрамов, Е.В Воронов, А.П. Потехин и др. // Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца. – Новосибирск : Наука, 1993. – Вып. 100. – С. 124–139.

4. Gordon W.E. Incoherent scattering of radio waves by free electrons with applications to space exploration // Proc. IRE. – 1958. – Vol. 46, № 11. – P. 1824–1829.

5. Evans J.V. The Millstone Hill ionospheric radar // Aeronomy Report. – 1967. – №19. – P. 47–50.

6. Farley D.T. A theory of incoherent scattering of radio waves by a plasma // Journ. of Geophysical Research. – 1966. – Vol.71, № 17. – P. 4091–4098.

7. Эванс Дж. В. Теоретические и практические вопросы исследования ионосферы методом НР радиоволн / Дж. В. Эванс // ТИИЭР. – 1969. – Т.57, № 4. – С. 139–175.

8. Farley D.T. Incoherent scatter correlation function measurements // Radio Science. – 1969. – Vol.4, № 10. – P. 935–953.

9. Foster J.C., Zherebtsov G.A., Taran V.I. Longitude Studies of the Sub-Auroral Ionosphere using the Millstone Hill, Kharkov and Irkutsk ISRs // Abstracts of 32nd Scientific Assembly of COSPAR. – Nagoya, Japan. – 1998. – P. 121.

10. Таран В.И. Наблюдения ионосферы с помощью метода НР / В.И. Таран // Вестн. ХПИ : Исследование ионосферы методом НР – Х : ХПИ, 1979. – № 155, Вып. 1. – С. 3–11.

11. Емельянов Л.Я. Институт ионосферы НАН и МОН Украины. Краткий исторический обзор / Л.Я. Емельянов, Т.Г. Живолуп // Вестн. НТУ “ХПИ” : Радиофизика и ионосфера – Х : НТУ “ХПИ”, 2011. – № 44. – С. 3–10.

12. Emelyanov L. Ya. History of the development of IS radars and founding of the Institute of Ionosphere in Ukraine / L. Ya. Emelyanov, T. G. Zhivolup // History Geo and Space Sciense. – 2013. – 4. – P. 7 – 17.

13. Katsko S. V. Ionosphere response to geomagnetic storms on 7-8 September 2017 over Kharkiv (Ukraine) / S. V. Katsko, L. Y. Emelyanov, I. F. Domnin, L. F. Chernogor // 2020 XXXIIIrd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science. – Rome, Italy, 2020, pp. 1-4.

14. Shulha M. Calculation of the Height-Time Dependence of the Electron Density of the Ionospheric Plasma under Instability of the Incoherent Scatter Radar Constant / M. Shulha, K. Aksonova, I. Shnitsar, V. Pulyayev // 2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2018. – P. 544–547.

Розділ 1

РАДІОЛОКАЦІЙНЕ ЗОНДУВАННЯ В МЕТОДІ, ЩО ВИКОРИСТОВУЄ НЕКОГЕРЕНТНЕ РОЗСІЯННЯ РАДІОХВИЛЬ ВІД ІОНОСФЕРИ

1.1. Метод некогерентного розсіяння та його особливості

У даний час, що є періодом активного розвитку радіозв'язку, радіоастрономії та освоєння космічного простору, значно зріс інтерес до процесів, які відбуваються в іонізованій частині верхньої атмосфери Землі – іоносфері, що робить визначальним її вплив на умови поширення радіохвиль (рис. 1.1). Під впливом випромінювання Сонця, проникнення космічних променів і частинок з радіаційних поясів магнітосфери у верхніх шарах атмосфери відбуваються процеси іонізації, що призводять до утворення плазми у вигляді квазінейтрального середовища заряджених частинок. Стан плазми залежить від періоду доби, сезону, рівня сонячної активності, стану геомагнітного поля, а також від висоти і географічних координат. Завдяки виникненню високої електропровідності іоносфера набуває ряд специфічних властивостей. Так, в залежності від свого стану іоносфера змінює ступінь поглинання і рефракції радіохвиль, у ній виникають ефекти крос-модуляції та низка інших явищ.

Дослідження стану цієї іонізованої частини навколоземного космічного простору вкрай важливе, воно що сприяє розвитку фундаментальної науки, пов'язаної з аналізом процесів, що відбуваються як у нижніх іоносферних шарах, так і на висотах більше 1000 км. Це важливо і для розуміння процесів в атмосфері, тому що вони впливають безпосередньо на життєдіяльність людини. Зміни в атмосфері в цілому є результатом впливу на іоносферу як сонячних спалахів і викликаних ними магнітних бур, так і результатом техногенної діяльності людини (пов'язаної з потужними вибухами, пусками ракет, екологічними катастрофами й іншими факторами) [1–6].

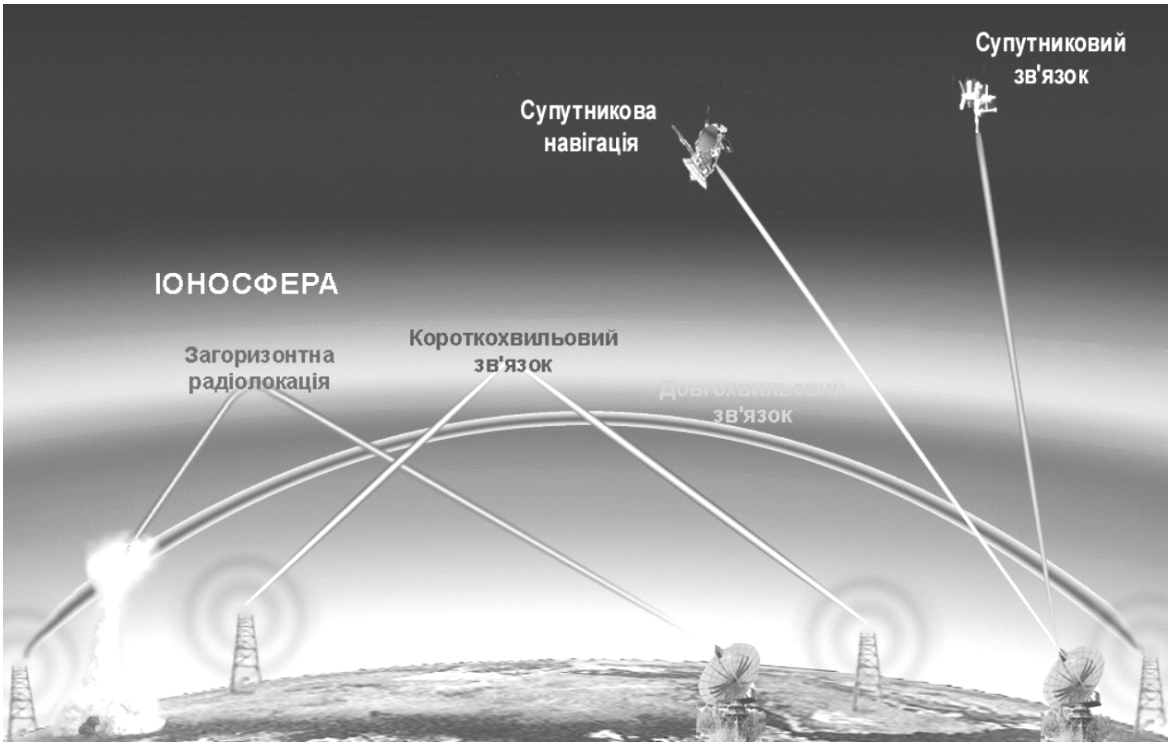


Рисунок 1.1 – Іоносфера та її вплив на поширення радіохвиль

Як частина цілісного організму іоносфера Землі дуже чутлива до змін у всіх її геофізичних оболонках – літосфері, атмосфері, магнітосфері – при впливі на них різних природних і антропогенних факторів. Тому актуальним є моніторинг так званої “космічної погоди”. Для цього призначені спостереження геокосмосу з одержанням і аналізом багатьох висотно-часових параметрів цього середовища. До таких параметрів належать електронна концентрація $N_e(h, t)$, електронна $T_e(h, t)$ та іонна $T_i(h, t)$ температури, швидкість переносу плазми $V(h, t)$, іонний склад $\gamma(h, t)$ та ряд інших показників. У свою чергу, ці параметри є базовими при розрахунку характеристик іоносферного електричного поля, при визначенні сили струму, швидкості і напрямку переміщення часток, а також при оцінюванні інших важливих показників [7–9].

Підтвердженням важливості проведення таких досліджень є активний розвиток одного з найбільш інформативних методів – методу некогерентного розсіяння, який дозволяє одержувати великий об’єм геофізичної інформації. Він реалізується за допомогою унікальних наукових інструментів – радіолокаторів (надалі по тексту – радарів НР), розташованих на території ряду країн.

Як виявилося, некогерентне розсіяння на неоднорідностях іоносферної плазми можна зафіксувати за допомогою сучасної високопотенційної радіолокаційної техніки лише в тому випадку, якщо застосовувати зондувальний сигнал на частотах вище 50 МГц. Приміром, для діапазону висот 200–500 км найбільш оптимальною є довжина хвилі порядку 1 м і менше [7]. Розсіяння в цьому діапазоні метрових і дециметрових хвиль обумовлено наявністю просторових флуктуацій концентрації плазми, що викликаються колективним тепловим рухом іонів і електронів. У результаті кулоновських взаємодій іонів і електронів в іоносферній плазмі виникають іонно-звукові та плазмові хвилі.

Розсіяння на теплових флуктуаціях плазми, обумовлене існуванням цих хвиль, призводить до того, що виникає некогерентно розсіяний сигнал зі спектром, який характеризується наявністю ряду складових. Центральна частина спектра, шириною порядку декілька кілогерц, відповідає розсіянню на іонно-звукових хвилях. У цій зоні зосереджена основна частина енергії розсіяної хвилі. Крім того, є дві вузькі спектральні складові, віддалені від центральної частоти на величину плазмової частоти. Це так звана плазмова лінія, яка в окремих випадках може бути виявлена в денний час у висотному діапазоні, розташування якого залежить від довжини хвилі радара НР.

Іонно-звукова хвиля подібна звуковим хвилям і поширюється зі швидкістю, близькою до теплової швидкості домінуючих іонів. При наявності такої хвилі в плазмі утворюються згустки і розрідження концентрації. На цих слабких окремих неоднорідностях і розсіюються радіохвилі. Їхній результуючий вплив максимальний, якщо сигнали сумуються по фазі, тобто коли відстань між неоднорідностями при зворотному розсіянні дорівнює половині робочої довжини хвилі радара.

Можна відзначити, що переріз розсіяння від об’єму іоносфери, розташованого на висоті 300 км і опромінюваного радаром НР за допомогою 100-метрової харківської антени (тілесний кут випромінювання – 1°), за площею еквівалентний декільком квадратним сантиметрам. Звідси випливає, що для надійного приймання сигналу в такому випадку необхідні сучасні високопотенційні рада-

ри. З огляду на особливості поводження іоносферної плазми, на практиці звичайно використовують радіопередавачі, що працюють, як уже відмічалося, у дециметровому або метровому діапазонах хвиль, причому з імпульсною потужністю в декілька мегават, радіоприймальні пристрої з рівнем шуму не більше 100 К, спеціалізовані пристрої первинної обробки інформації, а також швидкодіючі системи обробки даних (комп'ютери).

До теперішнього часу дев'ять обсерваторій (табл. 1.1) вели регулярні дослідження іоносфери, використовуючи метод некогерентного розсіяння радіохвиль. Шість з них розташовані у США і північній Європі [6, 10], одна – в Японії, одна – у Росії [11] і одна – в Україні [12]. Геокосмічне середовище на середніх широтах європейського регіону успішно досліджується за допомогою радара НР, що входить до складу іоносферної обсерваторії Інституту іоносфери (м. Харків).

Одна з установок цієї обсерваторії являє собою дослідницький комплекс із 100-метровою зенітною двозеркальною параболічною антеною, який працює в імпульсному режимі на частоті f_0 = 158 МГц. Імпульсна потужність передавальних пристроїв для організації зондуючої радіохвилі з круговою поляризацією знаходиться в межах 2,4 ... 3,6 МВт. Довжина випромінюваних імпульсів може змінюватися від 0,04 до 1 мс. Шумова температура системи не перевищує 500 К [7, 12–14].

Програма наукових досліджень, яка реалізується з використанням цієї установки, базується на проведенні радіофізичних експериментів. При цьому для зондування вибирається висотний діапазон 100–1500 км і задається часове розрізнення від 1 хв. і більше.

На рис. 1.2 відповідно до фази високої сонячної активності наведено [8] приклад одержання цим методом висотно-часових розподілів напруги (*а*) і потужності (*б*) сигналу НР, висотних розподілів (*в*) кореляційних функцій $r(\tau)$ сигналу НР, його спектрів $s(f)$, відношення *S/N* потужностей сигнал/шум, а також пов'язаних з ними параметрів денної іоносфери: кінетичних температур T_i і T_e, електронної концентрації N_e, швидкості V дрейфу плазми вздовж напрямку зон-

дування, газового складу γ, що включає в себе іони водню H^+, гелію He^+, кисню O^+ та молекулярні іони M^+.

Таблиця 1.1

Інформація про світову мережу радарів некогерентного розсіяння

Місце знаходження установки	Організація	Антенна система	Імпульсна потужність, МВт, (частота, МГц)	Географічні широта і довгота
Сондрестрем, Гренландія	Національний науковий фонд США	Повноповоротна параболічна, діаметр 32 м	5 (1330)	67° п.ш. 51° з.д.
Джикамарка, Перу	Лабораторії ESSA, США	Синфазна решітка 300 м х 300 м	4 (50)	12° півд.ш. 77° з.д.
Аресібо, Пуерто-Ріко	Корнельський університет, США	Нерухомий сфероїд, 300 м, зі скануючою діаграмою спрямованості	2.5 (40, 430)	18° п.ш. 67° з.д.
Хайстек, Бостон	Массачусетський технологічний інститут, США	Зенітна параболічна, діаметр 68 м; повноповоротна параболічна, діаметр 46 м	3 (440, 1295) 3 (440, 1295)	43° п.ш. 72° з.д.
EISCAT, Північна Скандинавія	Європейська асоціація НР (північна Скандинавія, Норвегія, Швеція, Фінляндія, Японія, Франція, Німеччина і Великобританія)	Керований параболічний циліндр 120 х 40 м (Тромсьо); повноповоротна параболічна, 32 м (Тромсьо); Дві приймальні антени (Кируна і Соданкюля)	5 (930) 2 (930)	65°-70° п.ш. 16°-26° з.д.
Свалбард, о.Шпіцберген	Університетський центр у Свалбарді, Норвегія	Повноповоротна параболічна, 32 м	2 (500)	78° п.ш. 16° з.д.
Радар ІСЗФ, Іркутськ	Інститут сонячно-земної фізики СВ РАН, Росія	Хвилеводно-щілинні антени довжиною 240 м, обмежені секторальними рупорами	2.8 (160)	52° п.ш. 104° сх.д.
MU, Шигараки	Університет Кіото, Японія	Нерухома синфазна решітка, 103 м	1 (46)	35° п.ш. 136° сх.д.
Радар Інституту іоносфери, Харків	МОН і НАН України	Зенітна дводзеркальна параболічна, 100 м; повноповоротна параболічна, 25 м	2.4 - 3.6 (158) 2.4 - 3.6 (158)	50° п.ш. 36° сх.д.

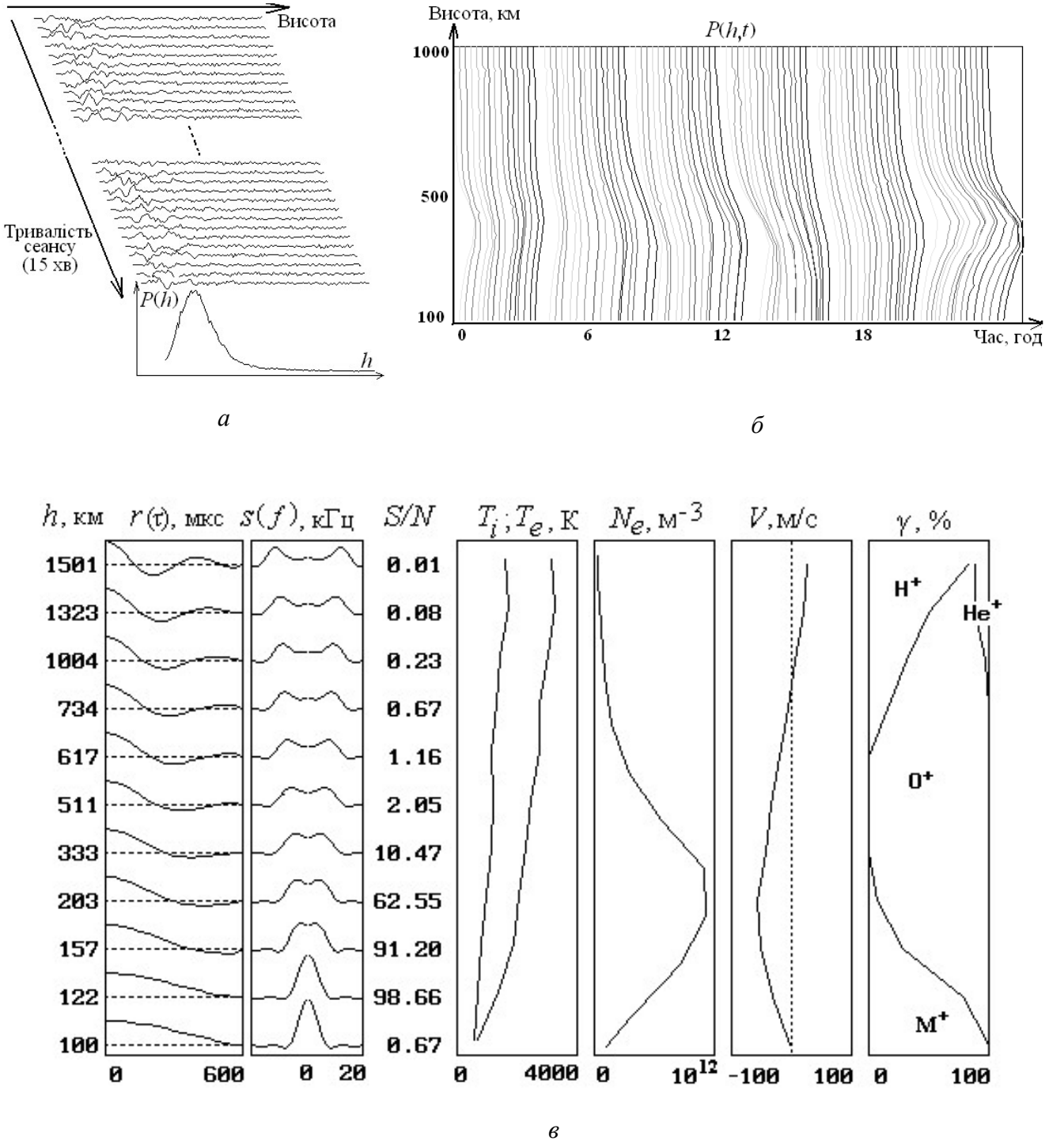


Рисунок 1.2 – Висотно-часовий розподіл напруг (*а*) і потужностей (*б*) сигналу розсіяння та зміна характеру статистичних характеристик сигналу НР і параметрів іоносфери в залежності від висоти (*в*)

У цілому радар НР, якщо його призначено для проведення повноцінного моніторингу іоносфери [7, 8], повинен бути центром автоматизованої системи, в якій за допомогою структурних зв’язків загальною метою поєднано ряд функціональних елементів (рис. 1.3), а саме:

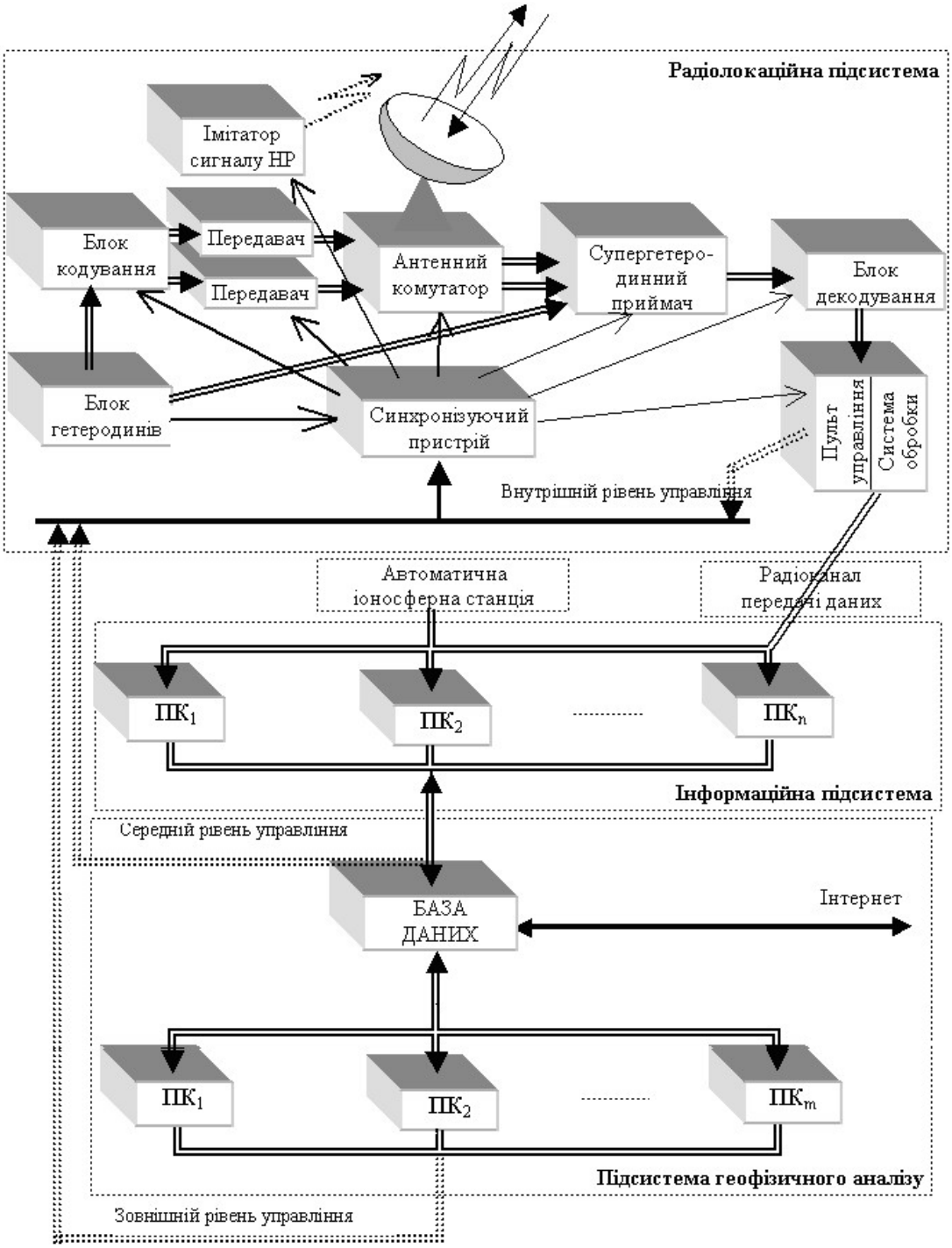


Рисунок 1.3 – Структура радіолокаційної системи, призначеної для випромінювання зондувального імпульсу, приймання сигналу розсіяння, його інформаційної обробки та аналізу геофізичної інформації в методі НР

1. Радіолокаційну підсистему для одержання вихідної інформації про кореляційні і спектральні характеристики сигналу розсіяння. Вона здійснює випромінювання, приймання, аналіз сигналу НР і первинну обробку інформаційних масивів.

2. Інформаційну підсистему для розрахунків параметрів іоносферної плазми за статистичними характеристиками сигналу розсіяння з використанням швидкодіючих обчислювальних засобів. Для цього вона організує вибір режимів адаптивної обробки сигналу НР і задає перелік оцінюваних параметрів залежно від зміни умов експерименту.

3. Підсистему геофізичного аналізу для управління базою даних і обміном результатами досліджень. Вона призначена для рішення питань оптимізації режимів і пристроїв зондування, перспективного синтезу пристроїв обробки сигналів та модернізації алгоритмів оцінки параметрів іоносферної плазми, для аналізу геофізичної інформації, розроблення адекватних моделей іоносфери, синтезу стратегічних узагальнюючих рекомендацій і т. п. Зворотні зв’язки в ній використовуються для контролю процесу обробки даних. Додаткові технічні елементи (імітатори) і спеціальні програмні засоби дозволяють реалізувати тестування і внесення поправок у режими зондування з огляду на добові зміни параметрів, умови експерименту та на можливі ситуації, пов’язані з виявленням аномальних процесів в іоносфері при функціонуванні апаратури в режимі реального часу.

1.2. Імпульсне радіозондування в методі НР

Якщо розглядати особливості використання сигналів зондування стосовно функціонування автоматизованої радіолокаційної системи і проаналізувати ефективність їхньої дії, то стане зрозумілим, що форма та “наповнення” такого сигналу істотно визначаються заданим для досліджень висотним діапазоном іоносфери. У цілому, вимоги до типу імпульсного сигналу зондування у випадку проведення вимірювань методом НР істотно складніші, ніж при традиційній локації об’єктів, тому для цього методу пропонуються різні варіанти режимів випромінювання імпульсів.

З точки зору радіолокації іоносфера являє собою сукупність безперервно розподілених у просторі цілей, у результаті чого сигнал розсіяння формується

хаотично розподіленими плазмовими утвореннями, що мають розміри порядку довжини робочої хвилі. Об'єм іоносфери, опромінений імпульсом зондування, недостатньо малий, щоб його можна було вважати однорідним по структурі. До того ж іоносфера є складним об'єктом, якщо зважати на періодичну зміну її стану та на властивість швидкого реагування на навколишні джерела енергії.

Звідси зрозуміла *перша задача* іоносферних досліджень – забезпечення якомога кращого висотного розрізнення, тобто виділення інформації від вузьких іоносферних шарів на фоні сигналів від сусідніх висотних ділянок. *Другою задачею* є доведення до мінімуму рівня похибок при розрахунках характеристик сигналу – АКФ або спектру цього розсіяння. Оскільки процес розсіяння є випадковим процесом, то для одержання надійних оцінок цих характеристик навіть за великих співвідношень сигнал/шум використовують часове усереднення результатів, водночас погіршуючи цим розрізнення в часі.

Відзначимо також, що на відміну від радіолокації, де в остаточному підсумку обробка сигналу зводиться до визначення координат і параметрів руху об'єктів, у методі НР до цього додається необхідність детального аналізу спектрів (або АКФ) цього сигналу вздовж усієї розгортки дальності. При цьому методичні спотворення, пов'язані з неоптимальною структурою сигналу зондування (наприклад, того ж самого довгого зондувального імпульсу), прямо трансформуються в похибки вимірювань параметрів іоносфери. Особливо це стосується імпульсних установок, для яких характерним є пошук компромісу між рівнем похибок вимірювань *локальних параметрів* плазми (наприклад, флуктуацій електронної концентрації) і рівнем похибок їх *висотного розподілу*.

Приклад знайденого компромісу – режим вимірювання з застосуванням здвоєних імпульсів. У цьому варіанті необхідне розрізнення за висотою досягається шляхом використання коротких імпульсів, а необхідний інтервал затримок при вимірюванні значень $r(\tau)$ задається взаємним розташуванням імпульсів.

З огляду на те, що специфіка вимірювань методом НР вимагає одночасно як поліпшення висотного розрізнення, так і скорочення часу сеансу спостере-

жень, довжина сигналу зондування і способи його обробки повинні бути погоджені з властивостями іоносферного середовища, яке формує розсіяння. Отже – крок затримки, а також кількість вимірюваних ординат АКФ сигналу НР повинні задаватися значеннями параметрів іоносфери і характером їхнього висотного розподілу.

Таким чином, задіяний сигнал зондування має забезпечувати рішення суперечливих завдань, а саме – в ідеальному випадку він повинен мати коротку довжину і одночасно – бути монохроматичним сигналом. При кореляційному аналізі довжину імпульсу при зондуванні в метровому діапазоні радіохвиль можна вибирати, скориставшись результатами роботи [7], в якій для різних періодів доби наведені залежності положення другого нульового значення (τ_2) АКФ сигналу НР від висоти, з якої приймається цей сигнал (рис. 1.4).

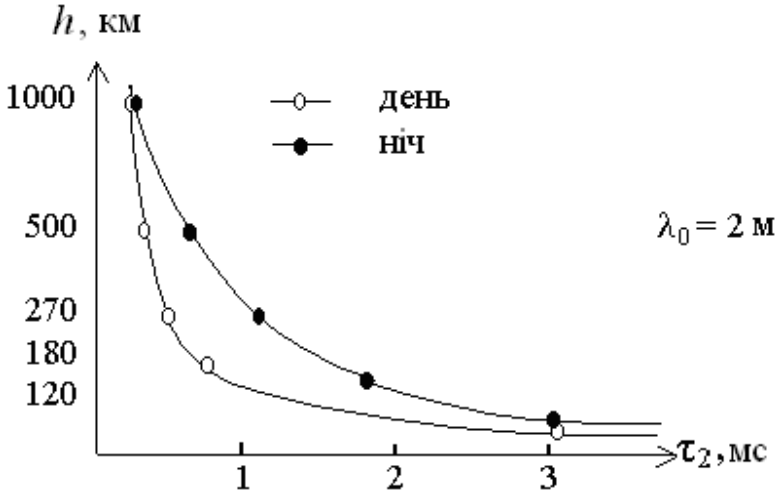


Рисунок 1.4 – Варіації значень другого нуля АКФ τ_2
в залежності від стану іоносфери

З цього графіка видно, що існує протиріччя між необхідним розрізненням за висотою, яке для іоносфери має бути не більшим за 10–30 км, і розрізненням за затримкою (частотним зсувом), яке вимагає застосування імпульсів довжиною не меншою, ніж 1,5–2 мс, які характеризуються розрізнення 225–300 км.

Використовуючи ту перевагу кореляційної обробки, яка при НР надає можливість застосування складних сигналів зондування, можна домогтися необ-

хідної розрізнювальної здатності за висотою менш ніж 10 км, забезпечивши при цьому необхідні значення затримок на інтервалі АКФ, тобто до другого нульового значення (τ_2) цієї функції. У результаті такі сигнали дозволяють реалізувати ті вимірювальні перетворення, що обумовлені недостатньо малими розмірами імпульсного об'єму.

Розглянемо конкретні реалізації імпульсів зондування, необхідні для надійного кореляційного аналізу сигналу розсіяння.

1.2.1. *Радіоімпульси з прямокутною обвідною*

Найбільш просто результати спостережень інтерпретуються в результаті використання зондувального радіоімпульсу, обвідна якого має ідеально прямокутну форму (рис. 1.5).

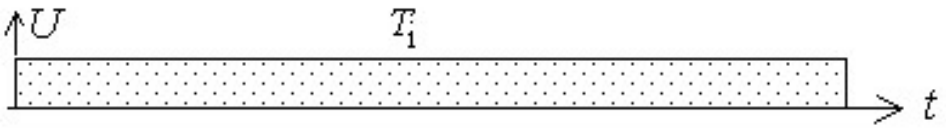


Рисунок 1.5 – Прямокутна обвідна радіоімпульсу зондування

Є кілька варіантів використання прямокутних радіоімпульсів великої довжини.

Перший з них той, коли довжина імпульсу більша, ніж інтервал кореляції флуктуації електронної концентрації ($T_i \geq \tau_{\text{кор}}$), і цим досягається мета отримання неспотвореного спектру (або АКФ). Режими зондування з випромінювання імпульсів такої довжини звичайно використовують для вимірювань параметрів іоносфери там, де мають місце малі значення висотних градієнтів цих параметрів. Одночасно при цьому мають на увазі, що методичну похибку вимірювань у подальшому можна врахувати, застосовуючи коригувальні алгоритми обробки.

Другий варіант полягає в тому, що використовуються прямокутні радіоімпульси з довжиною, меншою, ніж інтервал кореляції флуктуації електронної

концентрації ($T_i < \tau_{кор}$). Такі сигнали не дають можливості одержати кореляційні функції, а отже – і температури електронів і іонів, дрейф та інші іоносферні параметри, вони призначені для розрахунку тільки повної потужності сигналу НР. У ранніх експериментах [15, 16] такі короткі імпульси використовуються для спостережень за швидкими змінами в обмеженій області висот іоносфери – не вище максимуму іонізації, допомагаючи одержати висотний розподіл перерізу розсіяння з найкращим просторовим розрізненням.

Особливо привабливим є такий імпульс при розрахунках електронної концентрації з використанням ефекту Фарадея. При використанні лінійно-поляризованої хвилі рівень потужності сигналу НР визначається взаємною кореляцією обвідної вектора поляризації хвилі, яка приймається антеною, і вектора поляризації цієї ж антени. Якщо в наявності є лінійно-поляризована антена, то максимальний рівень сигналу відповідає випадку, коли вектор електричного поля збігається з орієнтацією вібраторів. Вимірюючи варіації рівня потужності сигналу від висоти при відомому магнітному полі, можна побудувати профіль електронної концентрації, причому в абсолютних значеннях.

Чим коротший імпульс, тим меншою виявляється методична похибка вимірювань за рахунок зменшення об'єму розсіяння та через необхідність розширення смуги пропускання фільтру, проте зростанню набуває ймовірність статистичної похибки через зменшення співвідношення сигнал/шум.

1.2.2. *Послідовності здвоєних радіоімпульсів*

Застосування для вимірювань температур електронів і іонів одиночних імпульсів зондування довжиною ($T_i \approx \tau_{кор}$), як йшлося вище, зводить нанівець спробу одержати прийнятне висотне розрізнення. Але цю спробу реалізують, використовуючи режим випромінювання парних (або здвоєних) імпульсів, як це вперше було застосовано на радіолокаторі НР із робочою довжиною хвилі $\lambda_0 \approx 6$ м [17]. Режим зондування має таку процедуру.

Послідовно, від випромінювання до випромінювання радіопередавач формує пару ідентичних імпульсів довжиною τ_e кожний. Перший імпульс на час τ випереджає другий, який у кожному періоді повторення змінює своє положення так, щоб за повний цикл із n випромінювань затримка $\tau_{кор}$ між ними набувала дискретних значень на інтервалі від τ до $n\tau$ (рис. 1.6). Для одержання результатів з “нульовою” затримкою випромінюється один імпульс.

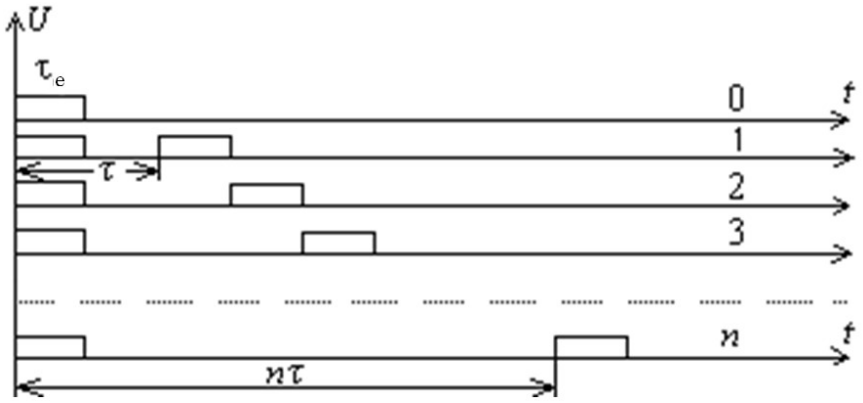


Рисунок 1.6 – Обвідні здвоєних радіоімпульсів

При такому сигналі зникає залежність висотного розрізнення від інтервалу кореляції, яку ми спостерігаємо у випадку використання одиночного радіоімпульсу великої довжини. Зменшення ж довжини парних імпульсів не погіршує точності вимірювань АКФ сигналу НР. Для довгохвильових установок режим роботи з таким сигналом є основним.

Однак здвоєний сигнал зондування має ряд і істотних недоліків, які призводять до значної статистичної похибки вимірювань.

По-перше, час, який виділяється на вимірювання кожної з *n* ординат АКФ, у *n* раз менше загального часу в процесі формування сеансу вимірювань, тобто сеанси повинні бути досить тривалими. *По-друге,* у кожен момент часу приймаються два сигнали розсіяння: один – відповідає обраній ділянці висот, а інший є таким, що заважає та погіршує співвідношення сигнал/шум. Щонайкраще подібні вимірювання реалізуються в області максимуму іонізації, де співвідношення сигнал/шум мають найбільші значення.

1.2.3. *Складені радіоімпульси зондування*

Серед сигналів зондування повинні бути такі, щоб за рахунок універсальних наборів характеристик вони однаково добре враховували б і особливості розсіяння на всіх іоносферних рівнях, і характер висотного розподілу значень параметрів іоносфери. А також враховували принцип обробки сигналів у радіолокаторах з імпульсним режимом зондування. Для цього використовуються *складені* сигнали радіозондування з заданими кореляційними властивостями.

Ідея такого підходу, при якому іоносфера, радіолокаційна апаратура, сигнали зондування і процесор для обробки розсіяного сигналу розглядаються як взаємозалежні елементи єдиної інформаційної системи, була висловлена, а потім розвинута в роботах [7, 18–21]. Обґрунтування необхідності побудови складеного сигналу зондування базувалося на тому, що в різноманітті існуючих режимів вимірювань не використовувалася унікальна особливість методу НР – принципова можливість одночасного одержання детального розрізу параметрів іоносфери вздовж висоти в одному, причому досить короткому сеансі вимірювань.

У теперішній час авторами розроблено загальні принципи побудови таких сигналів, які формулюються таким чином:

- сигнал зондування організується як дискретно-частотний [22] і складається з елементів довжиною τ_e, що являють собою радіоімпульси з різними значеннями частоти зондування (рис. 1.7);
- положення елементів у сигналі таке, що призначений для зондування більших висот формується ближче до початку посилання (наприклад, f_6), а елемент для вимірювань на ближніх дистанціях завершує випромінювання (наприклад, f_3);
- для реалізації режиму парних (здвоєних) імпульсів використовуються рознесені елементи f_2, f_4 та f_5;
- окремі елементи складеного сигналу, у свою чергу, також можуть бути складними;

• необхідна узагальнена сукупність властивостей складеного сигналу може бути сформована при застосуванні серії з декількох зондувальних посилань.

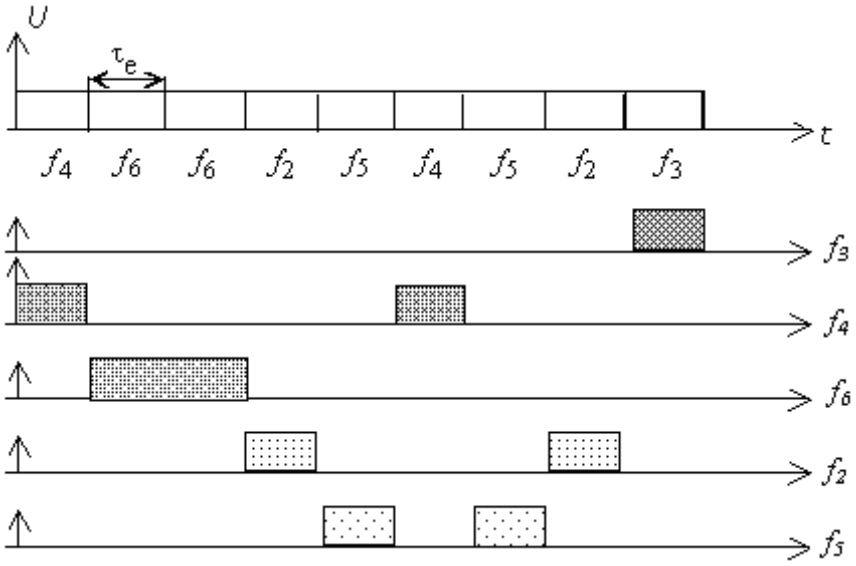


Рисунок 1.7 – Процедура випромінювання елементів складених зондувальних сигналів з різним частотним заповненням

1.2.4. *Кодування параметрів радіоімпульсів*

Дослідниками розглядалися ще й інші варіанти структури випромінюваних сигналів, які вписувалися в можливості радіотехнічного блоку. А в остаточному підсумку, для досліджень іоносфери методом НР були рекомендовані реалізації, в яких подальше розширення можливостей складених сигналів здійснювалось із застосуванням кодування окремих їх елементів.

Процес кодування імпульсу зондування, спрямований на корегування властивостей складених сигналів, а за рахунок цього – і на оптимізацію іоносферних вимірювань, розглядався в роботах [20, 21, 23–34]. У своїх дослідженнях автори виходили з того, що специфіка некогерентного розсіяння вимагає іншого підходу до кодування, ніж у традиційній локації об’єктів. На основі розроблених моделей сигналу розсіяння [7] була поставлена задача подальшого ускладнення сигналів зондування, необхідних для процедур одержання надійних оцінок автокореляційних функцій сигналу НР і виявлення характеру змін їх властивостей за висотою.

Відомо, що шляхом кодування окремих елементів у характеристики сигналів зондування можна вкласти додаткові властивості і тим самим вирішити ряд труднощів, які виникають на завершальному етапі обробки результатів вимірювань. У цілому, проведені авторами [7] дослідження дозволили сформулювати і в основному в області теорії вирішити проблему радіолокаційних вимірювань висотно-часового розподілу іоносферних параметрів за рахунок синтезу *матричних* сигналів. Ці сигнали адаптовані до особливостей поширення і некогерентного розсіяння радіохвиль УКХ-діапазону в іоносферній плазмі та дозволяють враховувати конкретні особливості пристроїв радіолокатора.

Види запропонованих спеціальних законів кодування сигналу зондування, які дозволяють за наявності групи розподілених у просторі цілей сформувати однопелюсткову функцію невизначеності стосовно елементарної дискрети коду, такі (рис. 1.8):

- амплітудна маніпуляція (0, 1) (*а*);
- фазова маніпуляція (0, π) (*б*);
- амплітудно-фазова маніпуляція (*в*);
- амплітудно-частотна маніпуляція (*г*).

$$A_a(3\times 4)=\begin{Vmatrix}1 & 1 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 1 & 0\\ 1 & 0 & 0 & 1\end{Vmatrix} \qquad A_\varphi(3\times 4)=\begin{Vmatrix}+ & + & + & +\\ + & + & - & -\\ + & - & + & -\end{Vmatrix}$$

а *б*

$$A_{a\varphi}(3\times 4)=\begin{Vmatrix}-1 & 1 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 1 & 0\\ 1 & 0 & 0 & -1\end{Vmatrix} \qquad A_{af}(3\times 4)=\begin{Vmatrix}f_1 & f_1 & f_2 & f_2\\ f_1 & f_2 & f_1 & f_2\\ f_1 & f_2 & f_2 & f_1\end{Vmatrix}$$

в *г*

Рисунок 1.8 – Спеціальні закони кодування елементів імпульсів зондування

Розглянемо деякі приклади кодування сигналу при його випромінюванні.

1. *Амплітудна маніпуляція.*

Якщо розглядати випадок використання сигналів, що представлені у підрозд. 1.2.2, то є можливість для поліпшення статистичної точності вимірювань потужності НР сигналу, якщо їх використовувати в якості сигналів, що мають амплітудну маніпуляцію. Проілюструємо це на реальному прикладі, що показує можливості різних варіантів оптимальної обробки.

В цьому режимі випромінюються здвоєні імпульси довжиною близько 120 мкс. Затримка між імпульсами циклічно змінюється від розгортки до розгортки від 280 мкс до 480 мкс з дискретністю $\tau_e = 40$ мкс. Дані шести посилок у кожному циклі дозволяють по черзі отримати відповідні ординати автокореляційної функції НР-сигналу. Крім цього, при сьомій посилці випромінюється одиночний імпульс довжиною 120 мкс, призначений для вимірювання потужності. Таким чином, на вимірювання безпосередньо потужності доводиться тільки 1/7 загального часу сеансу вимірювань, у результаті чого статистичний розкид її оцінок у $\sqrt{7} \approx 2{,}65$ рази гірше в порівнянні з тим режимом, якби від розгортки до розгортки весь час випромінювався одиночний радіоімпульс.

Розглянемо шість сигналів зондування у вигляді здвоєних імпульсів, представивши їх як закодований ”матеріал”, що складається з елементарних дискрет, використання яких дозволить реалізувати додаткову обробку сигналу розсіяння з метою виділення його потужності в кожній розгортці.

По відношенню до кожної висотної ділянки, протяжність якої задає елементарна дискрета випромінюваної посилки, при аналізі та декодуванні складових розсіяння виберемо наступний критерій оптимальності – максимально можливе перевищення результатів статистичного усереднення потужності на цій ділянці за рахунок придушення сигналів від сусідніх ділянок.

З огляду на такі вимоги, врахувавши кількісні характеристики імпульсів зондування цього режиму і жорстко задані затримки між елементами, представимо їх у вигляді амплітудно-маніпульованих послідовностей, що відповідають матриці виду

$$A_{m,n} = A_{6,15} = \left(\begin{array}{cccccccccccccc|ccc} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{array}\right). \qquad (1.1)$$

Тут m – кількість сигналів в даній циклічній послідовності; n – кількість елементів амплітудно-маніпульованого сигналу (довжина елементу τ_e).

На першому етапі аналізу будемо вважати, що шуми відсутні, а ширина смуги пропускання приймального пристрою $2\Delta f >> 1/\tau_e$. Також не будемо враховувати доплерівське уширення спектру НР-сигналу. Додаткові помилки, що виникають у зв'язку з цією особливістю сигналу, можуть бути враховані, наприклад, при використанні неузгодженої фільтрації [35].

Як виявилося, підібрана для оцінки конкретних ординат АКФ послідовність не дає ефект повного придушення "заважаючих" сигналів від сусідніх ділянок при оцінці потужності, як це передбачає алгоритм синтезу, що має свободу вибору елементів зондуючого коду в [25]. Тому потрібно розробити варіант розв'язання такої задачі, яка дозволяє наскільки можливо пригнічувати ці складові для будь-якого виду такого сигналу.

З урахуванням цього загальний підхід до обробки амплітудно-маніпульованих сигналів буде полягати в наступному.

У момент, коли із заданою висотою, якій присвоюється індекс 0, збігається перший елемент сигналу, робиться перший відлік z_1 на виході приймального пристрою. Наступні відліки z_i беруться з дискретністю, що дорівнює довжині елемента τ_e сигналу; всього робиться n відліків. Кожен з них помножується на коефіцієнт, що дорівнює 1 або –1.

Для оптимальних сигналів [25] декодувальна матриця зазвичай утворюється простою заміною одиниць і нулів в матриці (1.1), яка описує сигнали, на 1 і на –1. У нашому випадку в потужності стисненого сигналу можуть бути прису-

тніми потужності від всіх (2n – 1) висотних ділянок протяжністю $(c \cdot \tau_e)/2$; потужність від кожного з них при зондуванні t-м сигналом $(t = 1, 2, ..., m)$ визначається виразами:

$$\sum_{x=-h}^{n-1} A_{t,x} \cdot B_{t,x+h} \ , \ h \le 0 ;$$

$$\sum_{x=0}^{n-1-h} A_{t,x} \cdot B_{t,x+h} \ , \ h > 0 . \qquad (1.2)$$

В подальшому синтезуємо алгоритм пошуку такої матриці декодування $B_{m,n}$, яка при заданій матриці сигналів $A_{m,n}$ дозволить отримати результуючий висотний розподіл потужності $P_p(h)$, з задовільною точністю відповідний заданому значенню $P_з(h)$.

Розглянемо два варіанти пошуку оптимальних результатів. При цьому відзначимо, що в загальному випадку при обробці однієї і тієї ж матриці сигналів можливе послідовне застосування декількох матриць декодування, причому при пошуку наступної матриці $B_{m,n}$ враховуються раніше отримані результати. Такий алгоритм описують нижче наведені кроки:

1. Для першого рядка матриці декодування здійснюється пошук по методу найменших квадратів (МНК). Через неможливість прямого перебору він реалізується у вигляді наступного алгоритму. Для випадку $t = 1$ при кожному значенні $i = 0, 1, \ldots, 2^n - 1$ проводиться наступне:

а) переводяться номера i в двійковий код, після чого всі нулі замінюються на –1; отриманий рядок приймається в якості декодуючого;

б) відповідно до (1.2) розраховується висотний розподіл потужності $P_i(h)$;

в) перевіряється на мінімум результат накопичення згідно виразу

$$\sum_{h=-(n-1)}^{n-1} \left[P_з(h) - \left\{ P_i(h) + \sum_{k=1}^{c} P_p(h, k-1) \right\} \right]^2 . \qquad (1.3)$$

Тут c – кількість відшуканих матриць декодування; $P_p(h, j)$ – результуючий висотний розподіл потужності при використанні в розрахунках j-ої матриці декодування, $P_p(h,\ 0) = 0$. Після знаходження номера $i = i_{\min 1}$, при якому забезпечується мінімум виразу (1.3), декодувальний рядок, що відповідає цьому номеру, приймається в якості першого рядка матриці декодування $B_{m,n}$; отриманий для цього рядка з (1.2) розподіл $P_{\min 1}(h)$ фіксується.

Потім береться другий рядок матриці сигналів, аналогічно для якої проводяться описані вище дії, і т. д. При цьому для кожного наступної рядка матриці при пошуку сигналів враховуються результати пошуків для всіх попередніх рядків, тобто для t-ого рядку перевіряється на мінімум наступний результат розрахунку:

$$\sum_{h=-(n-1)}^{n-1}\left[P_з(h) - \left\{P_i(h) + \sum_{y=1}^{t-1} P_{\min y}(h) + \sum_{k=1}^{c} P_p(h, k-1)\right\}\right]^2,\ t > 1\ . \quad (1.4)$$

Після закінчення пошуків результуючий висотний розподіл потужності, максимально відповідний мінімуму середньоквадратичного відхилення, визначається наступним чином:

$$P_p(h) = \left(\frac{1}{c}\right) \cdot \sum_{j=1}^{c} \sum_{y=1}^{m} P_{\min y}(h, j)\,. \quad (1.5)$$

2. Також можна реалізувати пошук за методом мінімізації суми модулів відношень (МСМВ) потужностей від “заважаючих” висот до потужності від центральної висоти.

Запропонований спосіб пошуку найкращих параметрів матриці декодування передбачає той же алгоритм, що і при використанні МНК. Відмінність полягає в особливості виразів, використовуваних для мінімізації. Так, при синтезі першого декодувального рядка проводиться пошук мінімуму накопиченого результату згідно виразу

$$\sum_{h=-(n-1)}^{n-1}\left|\frac{P_i(h)+\sum_{k=1}^{c}P_p(h,k-1)}{P_i(0)+\sum_{k=1}^{c}P_p(0,k-1)+\alpha}\right|-\left|\frac{P_i(0)+\sum_{k=1}^{c}P_p(0,k-1)}{P_i(0)+\sum_{k=1}^{c}P_p(0,k-1)+\alpha}\right|, \qquad (1.6)$$

а при синтезі наступних декодуючих рядків для пошуку мінімуму використовується наступний алгоритм накопичення:

$$\sum_{h=-(n-1)}^{n-1}\left|\frac{P_i(h)+\sum_{y=1}^{t-1}P_{\min y}(h)+\sum_{k=1}^{c}P_p(h,k-1)}{P_i(0)+\sum_{y=1}^{t-1}P_{\min y}(0)+\sum_{k=1}^{c}P_p(0,k-1)+\alpha}\right|-\left|\frac{P_i(0)+\sum_{y=1}^{t-1}P_{\min y}(0)+\sum_{k=1}^{c}P_p(0,k-1)}{P_i(0)+\sum_{y=1}^{t-1}P_{\min y}(0)+\sum_{k=1}^{c}P_p(0,k-1)+\alpha}\right|. \qquad (1.7)$$

Тут α – дробовий коефіцієнт, введений для уникнення можливих операцій ділення на нуль; варіювання значенням α дозволяє змінювати результати пошуку, що дає можливість підбирати найбільш оптимальні для поточних умов вимірювань матриці декодування.

Результуючий висотний розподіл потужності визначається співвідношенням (1.5).

Як приклад наведено висотні розподіли потужності, отримані шляхом декодування прийнятого сигналу оптимальними декодуючими матрицями, знайденими відповідно до алгоритмів (1.3–1.7) для матриці сигналів (1.1). Розподіли потужності приведено для випадку використання методу МНК $[P_з(h\neq 0)=0, P_з(0)=6]$ (табл. 1.2,*а*) і для випадку використання методу МСМВ ($\alpha = 3{,}5$) (табл. 1.2,*б*). Для порівняння показано результати декодування однієї ($c=1$) і двома ($c=2$) оптимальними декодуючими матрицями.

Видно, що для заданої матриці зондування найбільш задовільні (з точки зору мінімуму відносного вкладу потужностей від “заважаючих” ділянок) результати дає декодування двома оптимальними матрицями, знайденими за методом МСМВ При цьому результат обробки фактично еквівалентний тому, який був би отриманий при випромінюванні в кожній розгортці одиночного імпульсу довжиною τ_e.

Таблиця 1.2

Розподіл потужності при декодуванні матриці сигналів (1.1)
методом МНК (*а*) і методом МСМВ (*б*)

h	-14	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2
$c=1$	0	0	0	0	0	0	0	-1	3	0	1	0	-1
$c=2$	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

h	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$c=1$	-1	0	0	0	-2	0	0	0	2	1	-1	0	-1	0	-1	1
$c=2$	0	2	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1

а

h	-14	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2
$c=1$	0	0	0	2	0	0	0	1	-1	0	1	-4	3
$c=2$	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	-3	0

h	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$c=1$	-1	8	0	0	0	-2	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1
$c=2$	0	6	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0

б

Таким чином, наведені результати показують перспективність застосування оптимального декодування в додатковому обчислювальному каналі як для поліпшення статистики, так і для збільшення роздільної здатності по висоті при вимірюваннях потужності НР-сигналу. При цьому важливою перевагою такого підходу можна вважати ту обставину, що режим роботи передавача залишається незмінним, а визначення профілю потужності відбувається паралельно і незалежно від процесу обчислень інших ординат АКФ НР-сигналу.

1. *Фазова маніпуляція*

На рис. 1.9 приведено як сам ФМ-сигнал (*а*) та і його комплексна обвідна (*б*). Такий тип сигналу зондування використовується, в тому числі, для формування кодових послідовностей Баркера.

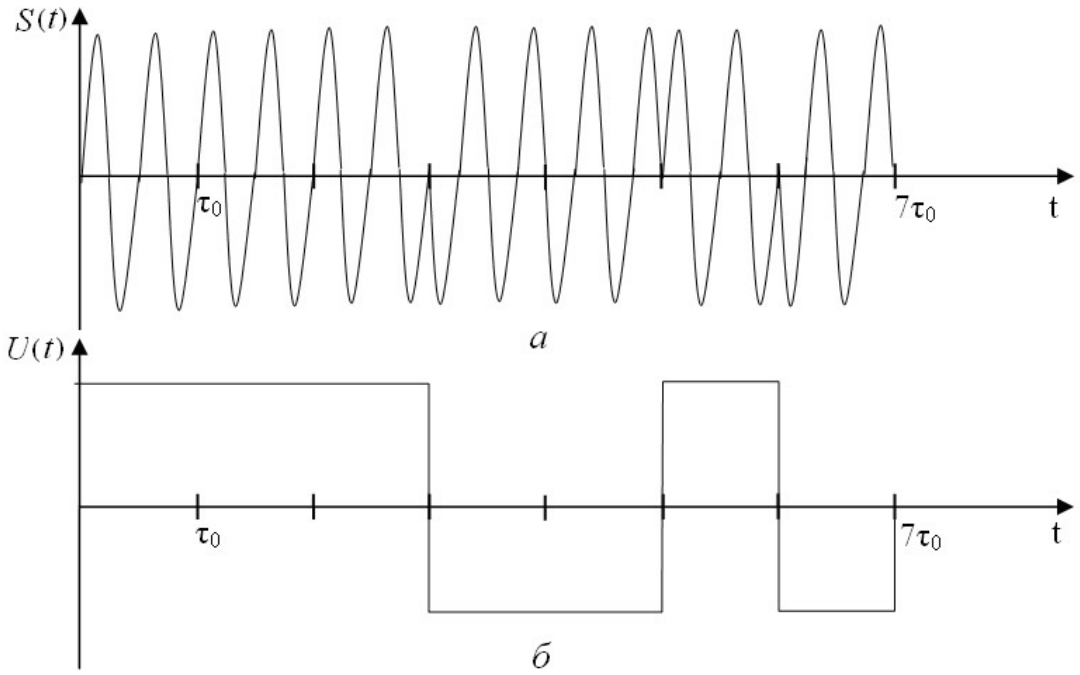


Рисунок 1.9 – Фазоманіпульований 5-елементний сигнал (*а*)
та закон його кодування (*б*)

Кодова послідовність сигналу Баркера складається з символів ±1 і характеризується нормованою АКФ виду:

$$B(\tau)=\begin{cases}1 & для\ \tau=0,\\ 0 & для\ \tau=2l+1,\\ \pm 1/N & для\ \tau=2l,\end{cases} \qquad (1.8)$$

де $l = 0, 1, \ldots (N-1)/2$.

У табл. 1.3 наведені відомі кодові послідовності Баркера і їх рівні бічних пелюстків АКФ.

Таблиця 1.3

Кодові послідовності Баркера

Код	Кодова послідовність	Значення бічних пелюстків
3	1 1 -1	-1/3
4	1 1 -1 1	1/4
5	1 1 1 -1 1	1/5
7	1 1 1 -1 -1 1 –1	-1/7
11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1	-1/11
13	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1	1/13

З системи рівнянь (1.8) випливає, що одна з особливостей сигналу Баркера – це рівність амплітуд всіх (N – 1) бічних максимумів АКФ, і всі вони мають мінімально можливий рівень, що не перевищує 1/N. На рис. 1.10 показані АКФ цих кодів Баркера.

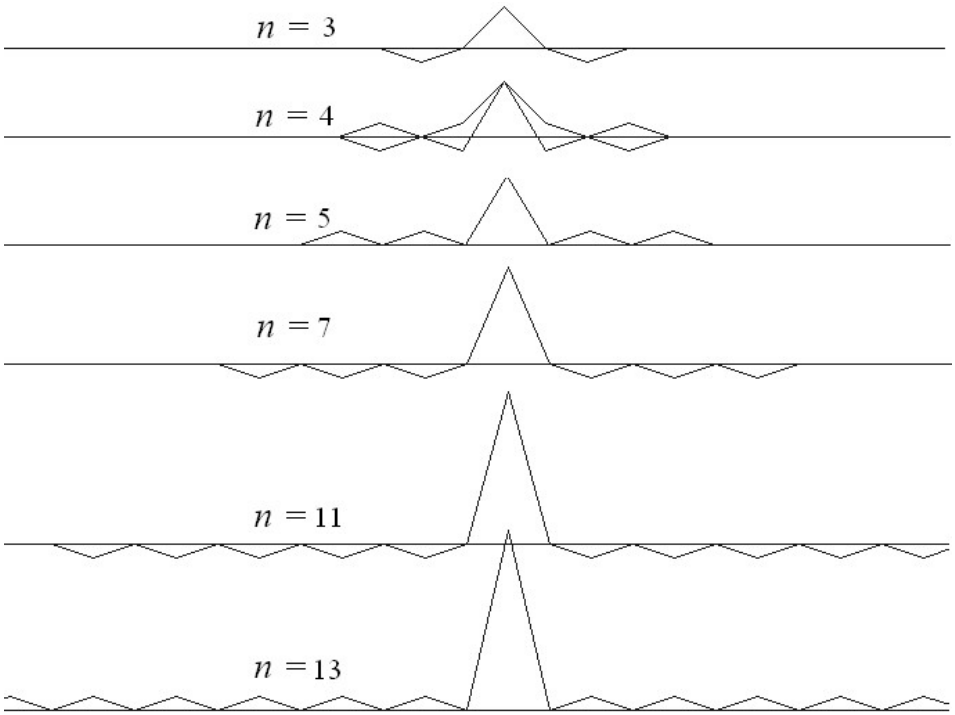


Рисунок 1.10 – Автокореляційні функції кодів Баркера

Як показала практика, у деяких випадках можна використовувати [7] ці ФМ-сигнали зондування для реалізації вимірювань амплітуди сигналу розсіяння в інтервалі висот нижче 150 км.

Застосування таких сигналів обумовлено бажанням досягти висотного розрізнення до 1 км при збереженні прийнятного співвідношення сигнал/шум. При цьому використовується узгоджений фільтр (рис. 1.11), налаштований на свій варіант коду.

Перше обмеження в застосуванні таких кодів полягає в наступному.

Довжиною кодового посилання повинна приблизно дорівнювати інтервалу кореляції сигналу розсіяння. Отже, принаймні, між першим елементом прийнятого кодованого сигналу і його останнім елементом фазовий зсув не повинен мати випадкової похибки. Але в реальності мають місце флуктуації пара-

метрів сигналу, причому такі, що може змінюватися як його амплітуда, так і фаза, що може призвести до неузгодженості при прийманні сигналу, про що наглядно демонструє функція невизначеності $R(h, F_д)$ такого сигналу в інтервалах “висота-доплерівська частота” (рис. 1.12).

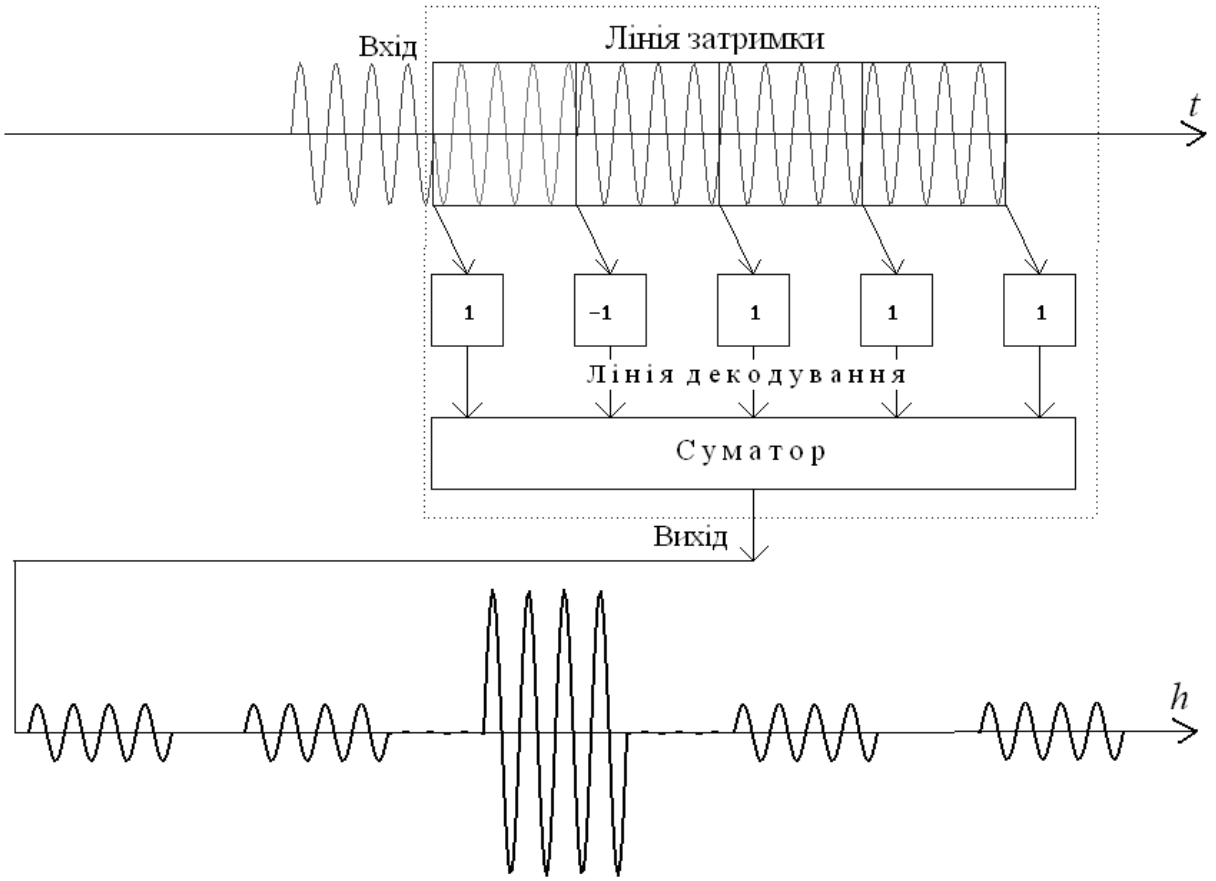


Рисунок 1.11 – Узгоджений фільтр для обробки ФМ-сигналів

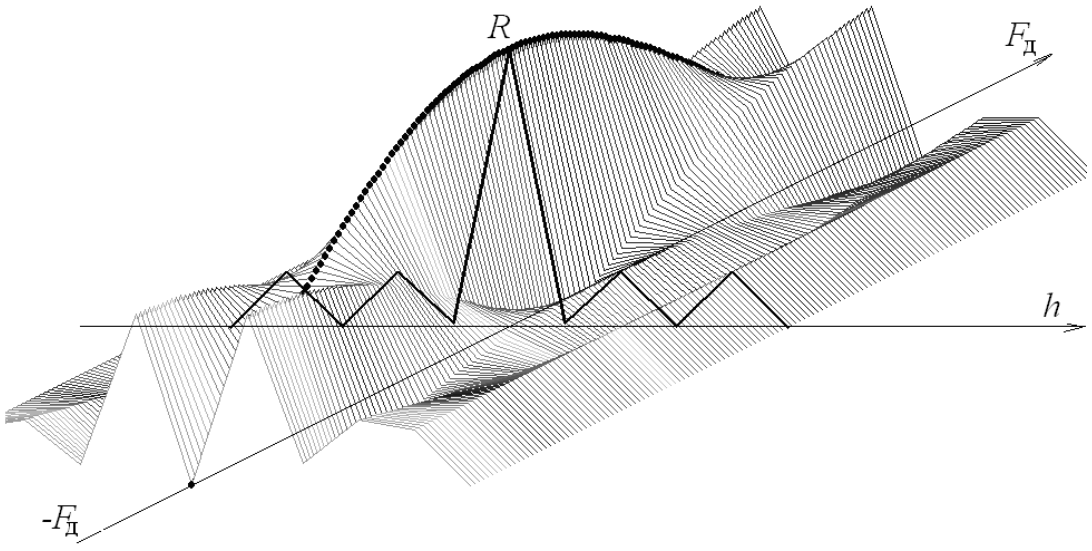


Рисунок 1.12 – Функція невизначеності 5-елементного коду Баркера

Друге обмеження полягає в тому, що об’єм розсіяння, як уже відзначалося, не є точковим, а отже, монотонний характер висотного розподілу розсіювачів не дасть можливості виділити “стиснуту” складову. Результати відгуку погодженого фільтру на кожен розсіювач накладаються, як це відбувається при накопиченні сигналів у вигляді суперпозиції від групової цілі, тому в підсумку можна одержати досить невизначену картину.

У результаті дії цих обмежень виявляється, що при дослідженні монотонної частини висотного профілю перерізу розсіяння виділити “стиснуту” складову практично неможливо, якщо не використовувати спеціальні методики обробки. Однак коли в іоносфері присутні чітко виражені локальні максимуми іонізації – шари E, D, то сигнали з фазовою маніпуляцією в процесі визначення місця розташування цих плазмових утворень дозволяють одержати розрізнення порядку одного кілометра [38] .

Висновок. Розглянуті в підрозд. 1.2 сигнали зондування є засобом розв’язання майже всього переліку завдань, пов’язаних з поліпшенням висотно-часового розрізнення і підвищенням довірчості результатів спостережень при дослідженні структури і динаміки іоносфери методом НР.

1.3. Алгоритми функціонування радіо- та інформаційної підсистем радара НР

Ставлячи перед собою задачу детального аналізу особливостей використання обчислювальних процедур у методі НР, розглянемо узагальнену блок-схему, яка ілюструє процес одержання, аналізу, перетворення сигналу розсіяння, розрахунку його статистичних та динамічних характеристик і визначення геофізичних параметрів іоносферної плазми за допомогою радіо- та інформаційної підсистем радара НР.

На практиці при функціонуванні апаратури радара НР і його обчислювальної системи склався традиційний розподіл функцій, при додержанні якого реалізують процедури отримання й обробки іоносферної інформації. Цей розподіл

відображають [8, 50] подані на рис. 1.13 дві групи, що охоплюють процеси первинної і вторинної обробки даних.

До першої групи відносяться алгоритми, згідно з якими функціонує радіотехнічна підсистема радара НР, що працює в реальному часі і реалізує процедури кодування і випромінювання сигналів зондування, приймання і декодування суміші сигнал+шум, яка надходить на вхід приймача, виділення сигналу розсіяння, розрахунок його статистичних характеристик (АКФ або спектрів), одержання за ними коефіцієнтів кореляції флуктуацій електронної концентрації. При цьому для підвищення точності розрахунків у межах інтервалів стробування (виділених висотних ділянок) вводиться інтегрування характеристик відеосигналу, яке здійснюється протягом сеансу, як правило, однохвилинної тривалості.

По закінченні сеансу здійснюється прискорений комп'ютерний розрахунок (так званий експрес-аналіз) параметрів іоносфери та візуальне відображення контрольної інформації на екрані ПК. Ця інформація є основою для метрологічного аналізу черговим персоналом станції щодо поточного стану радіолокаційної апаратури.

Подана на рисунку процедура відображає процес функціонування систем радара в автоматизованому режимі. Якість одержуваних даних у цьому випадку у визначальному ступені залежить від відповідальності осіб, що контролюють задану послідовність операцій і координують процес проведення радіофізичного експерименту.

Друга група алгоритмів відображає процедури наступного, більш точного розрахунку, що здійснюється за допомогою ПК в інформаційній підсистемі. У цих процедурах, приміром, реалізуються багатоступінчасті ітераційні алгоритми статистичного аналізу й одержання проміжних результатів з накопиченням інформації для виявлення завад і тих складових, що не задовольняють якості. За рахунок такого підходу надається можливість для комбінування варіантів обробки й одержання досить точних значень основних параметрів іоносферної плазми.

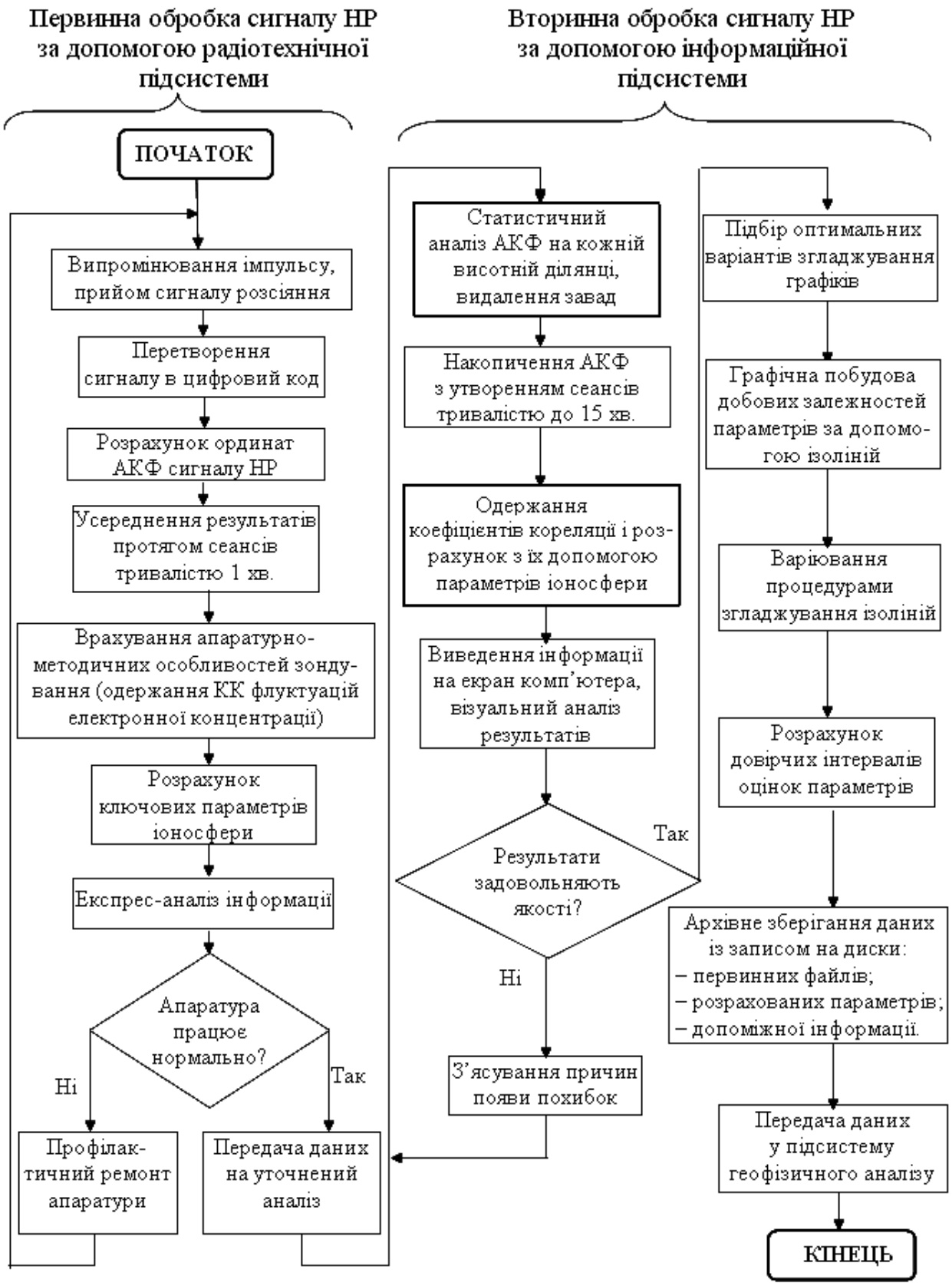


Рисунок 1.13 – Алгоритм комп'ютерної обробки сигналу НР
та отримання параметрів іоносфери

1.4. Пряма задача теорії некогерентного розсіяння

Як відомо, основні успіхи в розумінні фізичних процесів, що відбуваються в іоносфері, були досягнуті наприкінці 50-х років у результаті впровадження нових методів радіозондування. Експерименти, виконані Е. Епплтоном і А. Барнеттом, Ж. Брейтом і М. Тьювом, спочатку базувалися на спостереженні радіосигналу з частотою f при його відбитті від іоносфери. Поява відбиття, яке приходило з висоти h, свідчила про виконання умови $f = f_N$, де f_N – плазмова частота (у Гц), що визначається як [9]

$$f_N = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{N_e e^2}{m_e \varepsilon_0}}. \qquad (1.9)$$

Тут N_e – електронна концентрація (м$^{-3}$); e – заряд електрона ($1{,}68\cdot10^{-19}$ Кл); m_e – маса електрона ($9{,}1\cdot10^{-31}$ кг); ε_0 – діелектрична проникність вільного простору ($8{,}85\cdot10^{-12}$ Ф/м). Якщо f_N виразити в мегагерцах, (1.9) прийме вигляд $f_N = 8{,}97\cdot10^{-6}\sqrt{N_e}$ – тобто співвідношення, що використовується на практиці.

Це співвідношення, що є базовим при визначенні параметрів іоносфери, використовується станціями вертикального зондування – іонозондами.

Характерною рисою роботи іонозондів є те, що змінюючи частоту f_i сигналу випромінювання в діапазоні 2...20 МГц , за відбиттям можна отримати розподіл електронної концентрації від часу затримки цього відбиття (від діючої висоти), але, в основному, лише до висоти максимуму шару F2 (250–400 км). Відносно цієї висоти, коли хвиля проникає крізь іоносферу, електронна концентрація $N_{e\mathrm{F2}}$ має найбільше значення, пов’язане з плазмовою частотою, яку ще називають критичною частотою f_{F2}, співвідношенням (у МГц)

$$N_{e\mathrm{F2}} = 1{,}24\cdot10^{10} f_{\mathrm{F2}}{}^2. \qquad (1.10)$$

Оскільки від іонізованих областей, розташованих вище максимуму іоніза-

ції, відбиття відсутні, то ці області не вдається досліджувати з поверхні Землі методом вертикального зондування. В окремих випадках використовують зондування з супутника, але такий підхід складний і в даний час застосовується лише для епізодичних спостережень.

Як основний вихід, для одержання відомостей про розподіл електронної концентрації $N_e(h)$ вище максимуму області F2 використовується високопотенційна імпульсна радіолокаційна система, яка все-таки дозволяє бачити сигнал, але вже не у вигляді відбиття, а як слабке розсіяння. Для цього потрібні радіоімпульси зондування з частотою заповнення, значення якої вище критичної частоти максимуму іонізації. Ця вимога лежить в основі методу некогерентного розсіяння радіохвиль.

Відповідно до методу НР для одержання відомостей про електронну концентрацію $N_e(h)$ спочатку необхідно отримати висотний розподіл коефіцієнтів кореляції флуктуацій електронної концентрації $r_{Ne}(h)$, у тому числі і профіль потужності сигналу розсіяння. Для цієї мети використовується апаратура в такому складі: а) радар НР, за допомогою якого в кожному сеансі вимірювань (при обов'язковому статистичному усередненні результатів за період в одиниці-десятки хвилин) спочатку розраховуються автокореляційні функції $r_c(h)$ сигналу розсіяння, а потім – і висотний розподіл коефіцієнтів кореляції флуктуацій електронної концентрації; б) іонозонд, який використовується як незалежний додатковий засіб для безперервних вимірювань поточних значень критичної частоти f_{F2} і калібрування з їх допомогою даних НР.

У випадку використання радара НР з параболічною антеною залежність від висоти потужності прийнятого сигналу $P_C(h)$, розсіяного іоносферною плазмою, розраховується як [9]

$$P_C(h) = \frac{0{,}76 P_i T_i \eta c A}{16\pi} \cdot \frac{\sigma(h) N_e(h)}{h^2}, \qquad (1.11)$$

де P_i – імпульсна потужність передавача; T_i – довжина імпульсу зондування; η – ККД антенно-фідерного тракту; c – швидкість світла; A – ефективна повер-

хня антени; $\sigma(h)$ – ефективний поперечний переріз розсіяння на електрон. При довжині хвилі радара $\lambda \approx 2$ м ця величина визначається як $\sigma(h) = \sigma_e / \left[1 + T_e(h)/T_i(h)\right]$, де σ_e – радіолокаційний поперечний переріз електрона, а $T_e(h)$ і $T_i(h)$ – кінетичні температури електронів і іонів.

За допомогою зазначеного складу радіолокаційної апаратури в кожному сеансі визначаються числові значення статистичних характеристик сигналу, а потім за цими значеннями розраховуються КК флуктуацій електронної концентрації $N_e(h)$ іонізованого середовища. І вже на базі цих даних, вирішуючи зворотну задачу некогерентного розсіяння (див. нижче), розраховуються висотні залежності температур заряджених часток іоносферної плазми: електронів та іонів.

Зрештою, отримані результати дають можливість перетворити залежність характеру розсіяння від висоти в залежність нормованих значень флуктуацій електронної концентрації від висоти, використовуючи вираз

$$N_e(h)\big|_{\text{норм}} = \frac{N_e(h)}{N_e(h_{\text{F2}})} = \frac{P_{\text{C}}(h)h^2[1 + T_e(h)/T_i(h)]}{P_{\text{C}}(h_{\text{F2}})h_{\text{F2}}{}^2[1 + T_e(h_{\text{F2}})/T_i(h_{\text{F2}})]}, \qquad (1.12)$$

де h – поточна висота; h_{F2} – висота максимуму електронної концентрації по результатам вимірювань методом НР, для якої $N_e(h)/N_e(h_{\text{F2}}) = 1$; $P_{\text{C}}(h_{\text{F2}})$, $T_e(h_{\text{F2}})$ і $T_i(h_{\text{F2}})$ – параметри сигналу і середовища, що пов'язані з точкою максимуму іонізації.

Одержавши за даними іонозонда абсолютні значення електронної концентрації $N_{e\text{F2}}$, які відносяться до висоти максимуму профілю F2, абсолютні значення висотного розподілу $N_e(h)$ знаходяться як

$$N_e(h) = N_e(h)\big|_{\text{норм}} \cdot N_{e\text{F2}}. \qquad (1.13)$$

Деякі труднощі такого способу визначення N_e, коли використовується інформація про профіль потужності НР сигналу, обумовлені необхідністю залу-

чення інформації про залежність ще й температур, яка описується співвідношенням $t = T_e / T_i$, про що і піде мова нижче.

1.4.1. *Склад іоносферної плазми в максимумі іонізації*

Коли йдеться про однокомпонентну іоносферну плазму, то звичайно мають на увазі область F2 іоносфери, для якої характерна перевага іонів атомного кисню O^+. Як правило, ця область вдень займає висоти 200...400 км, уночі ж – 250...500 км. У цьому діапазоні для кожного елементу висоти нормована іонна частина спектру некогерентного розсіяння, утворювана флуктуаціями електронної концентрації, описується виразом [41–46]

$$s_1(\theta) = \frac{1+t}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\alpha_1 e^{-\theta^2}}{\{k_D + 1 + t[1 - \varphi(\theta)]\}^2 + \pi t^2 \theta^2 e^{-2\theta^2}}, \qquad (1.14)$$

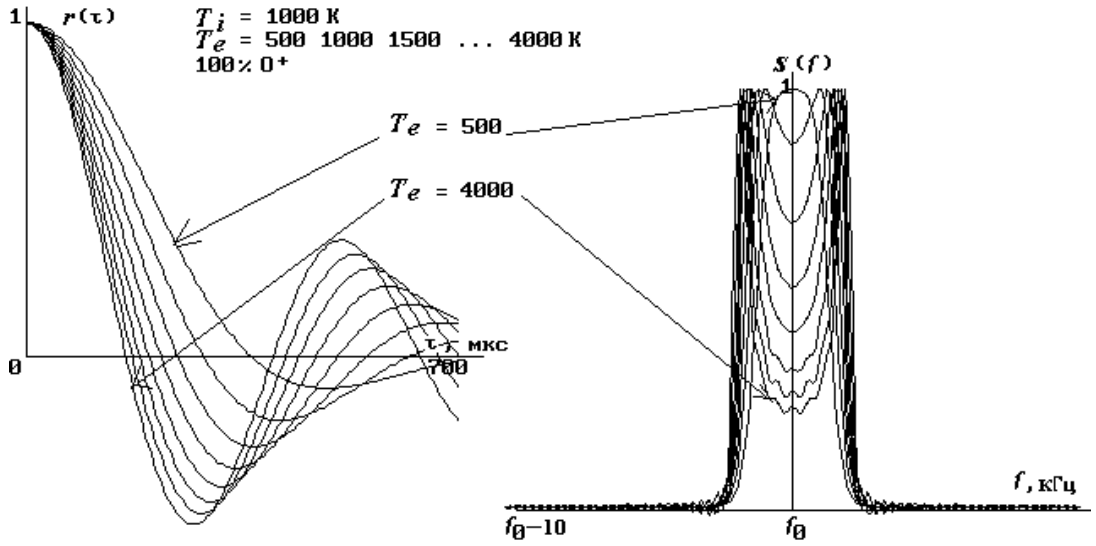
де $\theta = \alpha_1 \Delta\omega = \alpha_1(\omega - \omega_0)$ – нормована частота; $\omega_0 = c\frac{2\pi}{\lambda_0}$ – робоча частота радара; ω – частотні складові спектра НР; $\alpha_1 = \frac{\lambda_0}{4\pi}\sqrt{\frac{m}{2k_Б T_i}}$; m – маса іонів (для іонів атомного кисню $m = m_{O^+} = 16$ а.о.м.); $k_Б = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана; k_D – квадрат добутку дебаєвського радіусу екранування r_D і модуля хвильового вектора сигналу зондування (див. п. 1.4.4). При $\lambda_0 \approx 1{,}9$ м (тобто для робочої довжини хвилі радара НР Інституту іоносфери) $\varphi(\theta) = 2\theta e^{-\theta^2} \int_0^\theta e^{x^2} dx$ – залежність, отримана в результаті перетворення функції провідності іонів і електронів.

Обвідна нормованої кореляційної функції $r_т$ сигналу НР, що розраховується за допомогою аналітичних залежностей та ідентична КК флуктуацій електронної концентрації іонної частини спектрального розподілу (надалі по тексту – теоретична або модельна АКФ), з кроком по затримці τ_e визначається як [47]

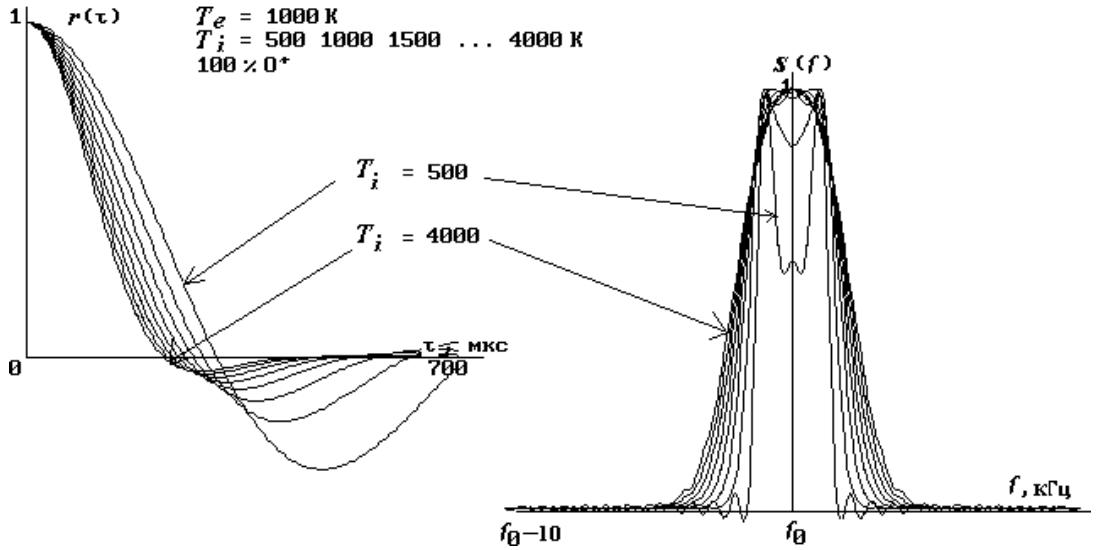
$$r_{\mathrm{T}}(T_i, T_e; k\tau_q)\Big|_{k=0,\,1,\,\ldots,\,K} = \frac{2}{\alpha_1}\int_0^{\infty} s_1(\theta)\cos\left(\frac{\theta}{\alpha_1}k\tau_q\right)d\theta =$$

$$= \frac{2(1+t)}{\sqrt{\pi}}\int_0^{\infty} \frac{e^{-\theta^2}\cos\left(\frac{\theta}{\alpha_1}k\tau_q\right)}{\{1+t[1-\varphi(\theta)]\}^2 + \pi t^2\theta^2 e^{-2\theta^2}}\,d\theta. \qquad (1.15)$$

На рис. 1.14 подано набір [8, 48] ряду модельних АКФ, отриманих для випадку метрового діапазону радіохвиль і відповідно до виразу (1.15). Праворуч подані пов'язані з ними спектральні функції.



а



б

Рисунок 1.14 – АКФ і спектри сигналу розсіяння від однокомпонентної іоносферної плазми

Примітка. *Формула (1.15) дійсна лише для випадку $1 \le t \le 4$. Поза значень цього діапазону виникає відчутна похибка у вигляді порушень нормування. Хоча для появи таких аномальних значень t, як прийнято вважати, не виникає ситуацій в реальній плазмі, подібні АКФ іноді необхідні для забезпечення коректності дії алгоритмів розв'язання зворотної задачі розсіяння.*

1.4.2. *Склад іоносферної плазми нижче максимуму іонізації*

Щоб спростити процедури моделювання параметрів іоносферної плазми, вважають, що на висотах від 100 до 250 км вона складається з електронів та іонів двох сортів: у верхній частині діапазону – іонів атомного кисню O^+ ($m_{i1} = m_{O^+}$), у нижній – молекулярних іонів M^+ ($m_{i2} = m_{M^+} = 30$ а.о.м.). В якості іону M^+ звичайно розуміють суміш молекулярних іонів NO^+, O_2^+ і N_2^+ (іноді розглядається випадок тільки для NO^+ і O_2^+), практично нерозрізнених у теорії НР через близькі значення їх мас.

Для другого варіанту сполучення іонів нормована спектральна функція (1.14) у випадку $k_D = 0$ може бути перетворена до вигляду [49]

$$s_2(\theta) = \frac{1+t}{\sqrt{\pi}} \times$$

$$\times \frac{\alpha_1 \left(\gamma_1 e^{-\theta^2} + \gamma_2 \sqrt{\frac{m_{i2}}{m_{i1}}}\, e^{-\frac{m_{i2}}{m_{i1}}\theta^2} \right)}{\left\{ 1 + t\left[1 - \gamma_1 \varphi(\theta) - \gamma_2 \varphi\left(\sqrt{\frac{m_{i2}}{m_{i1}}}\theta \right) \right] \right\}^2 + \pi t^2 \theta^2 \left(\gamma_1 e^{-\theta^2} + \gamma_2 \sqrt{\frac{m_{i2}}{m_{i1}}}\, e^{-\frac{m_{i2}}{m_{i1}}\theta^2} \right)^2}, \quad (1.16)$$

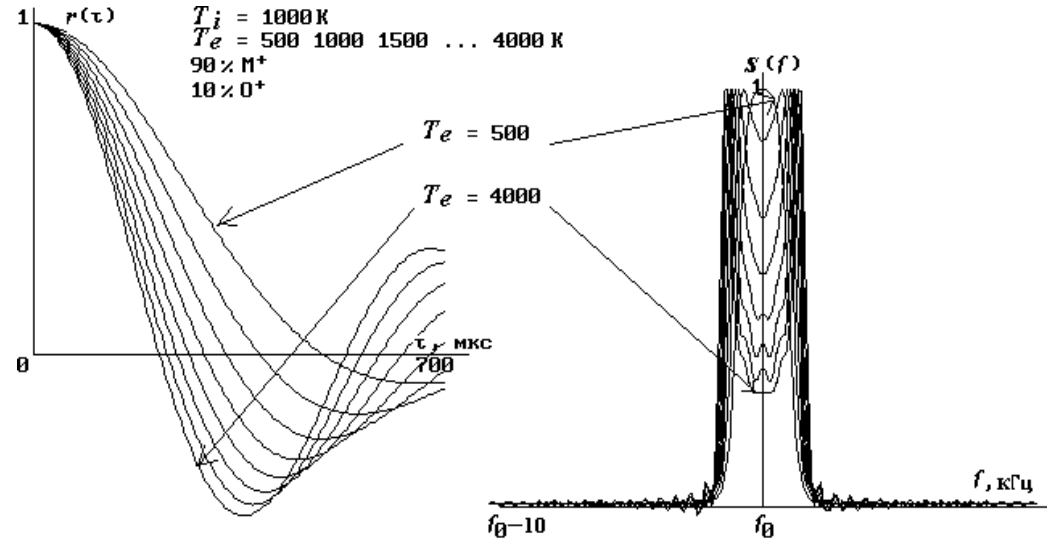
для коректності якого накладаються такі умови:

$$\theta = \alpha_2 \Delta\omega = \alpha_2(\omega - \omega_0);\ \alpha_2 = \frac{\lambda_0}{4\pi}\sqrt{\frac{m_{i1}}{2k_Б T_i}};\ \gamma_1 = \frac{[O^+]}{N_e};\ \gamma_2 = \frac{[M^+]}{N_e} = 1 - \gamma_1.$$

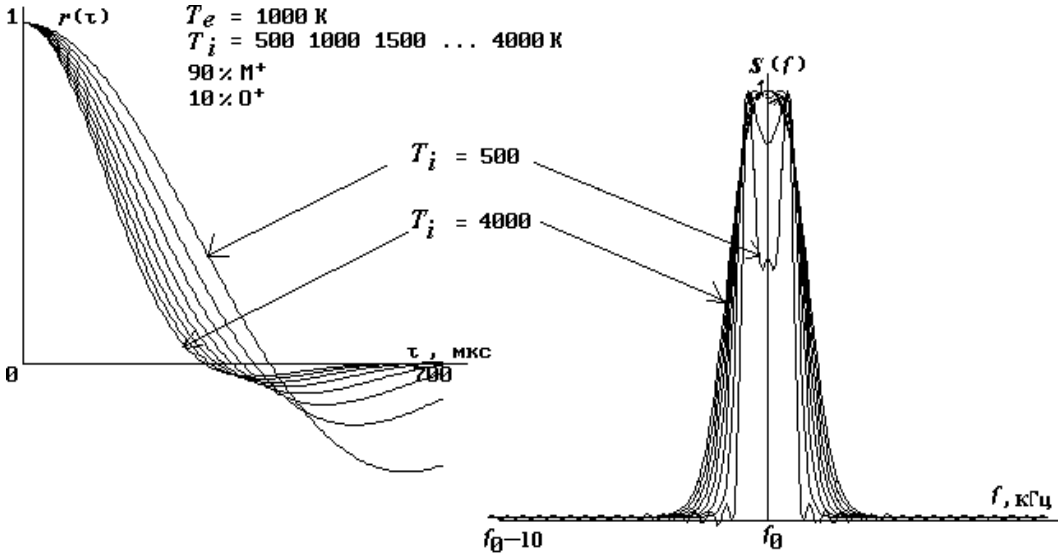
Модельна автокореляційна функція для плазми, що характеризується наявністю цих двох сортів іонів, тобто з врахуванням умов переходу від молекулярних іонів до іонів атомного кисню, розраховується як

$$r_{\text{т}}(T_i, T_e, \gamma_1, \gamma_2; k\tau_q)\Big|_{k=0,\ 1,\ ...,\ K} = \frac{2}{\alpha_2}\int_0^{\infty} s_2(\theta)\cos\left(\frac{\theta}{\alpha_2}k\tau_q\right)d\theta. \quad (1.17)$$

На рис. 1.15 наведено приклад [8, 48] деяких теоретичних кореляційних і спектральних функцій для випадку $\gamma_1 = 0{,}1$ і $\gamma_2 = 0{,}9$.



а



б

Рисунок 1.15 – АКФ і спектри сигналу розсіяння від двокомпонентної іоносферної плазми

1.4.3. *Склад іоносферної плазми вище максимуму іонізації*

Іонна структура γ плазми вище максимуму шару F2 (вище діапазону 400...500 км) вважається такою, що в ній домінуюча роль від іона атомного кисню O^+ ($m_{i3} = m_{O^+}$) переходить до більш легких іонів гелію He^+ ($m_{i2} = m_{He^+}$ = 4 а.о.м.) і водню H^+ ($m_{i1} = m_{H^+}$ = 1 а.о.м.). Тому якщо враховувати розподіл елементів по мірі зростання їх мас, структуру іонного складу можна записати вже в такому вигляді:

$$\gamma_1 = \frac{[H^+]}{N_e},\ \gamma_2 = \frac{[He^+]}{N_e}\ \text{і}\ \gamma_3 = \frac{[O^+]}{N_e} = 1 - \gamma_1 - \gamma_2 .$$

Нормована функція іонної частини спектрального розподілу некогерентного розсіяння для випадку 3-компонентної іоносферної плазми виглядає як

$$s_3(\theta) = \frac{1+t}{\sqrt{\pi}} \times$$

$$\times \frac{\alpha_N \sum\limits_{n=1}^{3} \gamma_n \sqrt{\frac{m_{in}}{m_{i1}}}\ e^{-\frac{m_{in}}{m_{i1}}\theta^2}}{\left\{1 + t\left[1 - \sum\limits_{n=1}^{3} \gamma_n \varphi\left(\sqrt{\frac{m_{in}}{m_{i1}}}\theta\right)\right]\right\}^2 + \pi t^2 \theta^2 \left(\sum\limits_{n=1}^{3} \gamma_n \sqrt{\frac{m_{in}}{m_{i1}}}\ e^{-\frac{m_{in}}{m_{i1}}\theta^2}\right)^2} . \tag{1.18}$$

Як результат, вираз (1.18) дозволяє перейти до опису випадку *N*-компонентного іонного складу. Для цього у виразі (1.18) необхідно в доданках, які використовують коефіцієнти γ_n, встановити межі накопичення від $n = 1$ до $n = N$. Для такого варіанту іонної структури форма обвідної модельної АКФ уже буде визначатися відповідно до залежності

$$r_{\text{т}}(T_i, T_e, \gamma_1, ..., \gamma_N; k\tau_q)\Big|_{k=0,\ 1,\ ...,\ K} = \frac{2}{\alpha_N} \int\limits_0^{\infty} s_N(\theta) \cos\left(\frac{\theta}{\alpha_N} k\tau_q\right) d\theta . \tag{1.19}$$

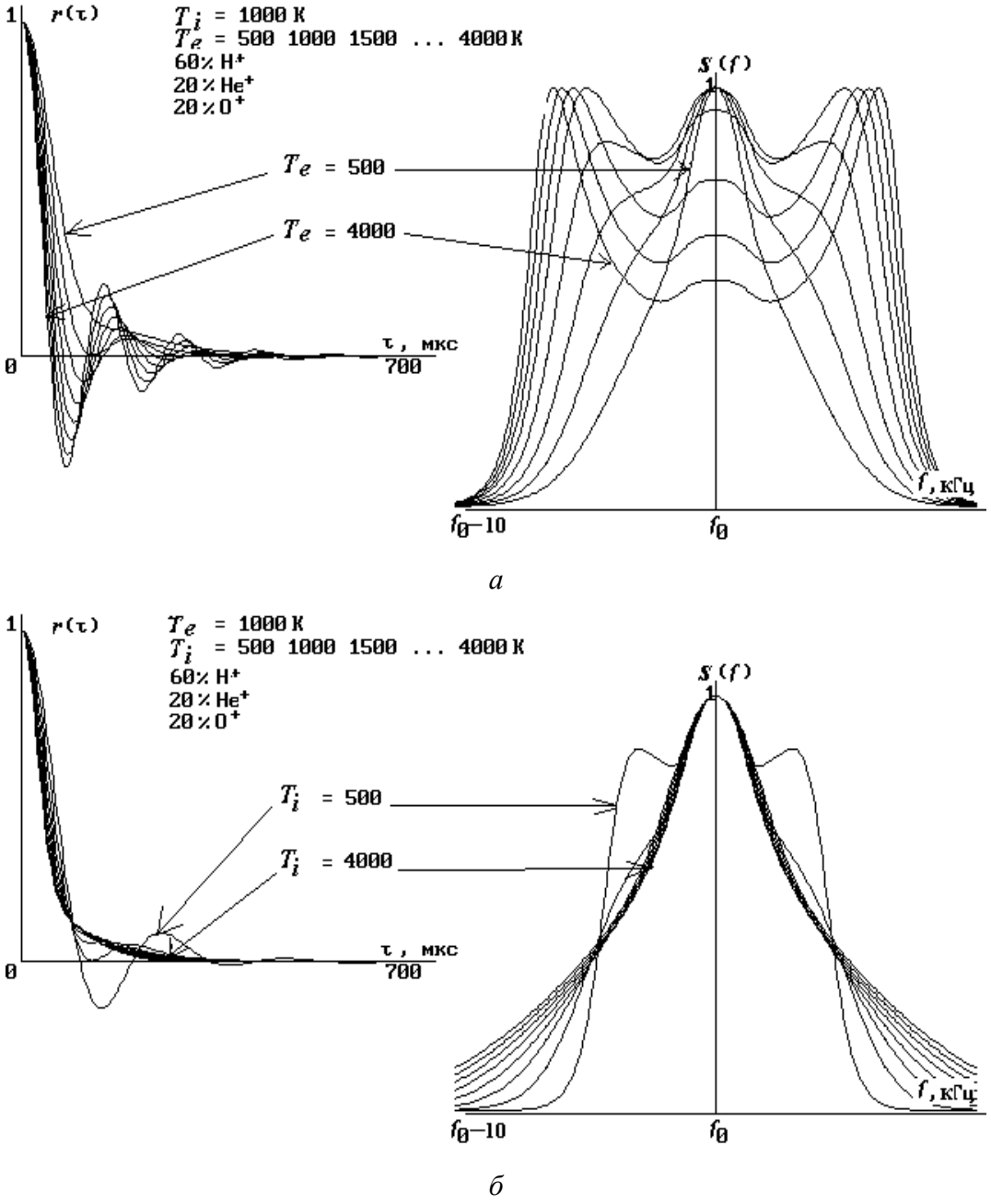
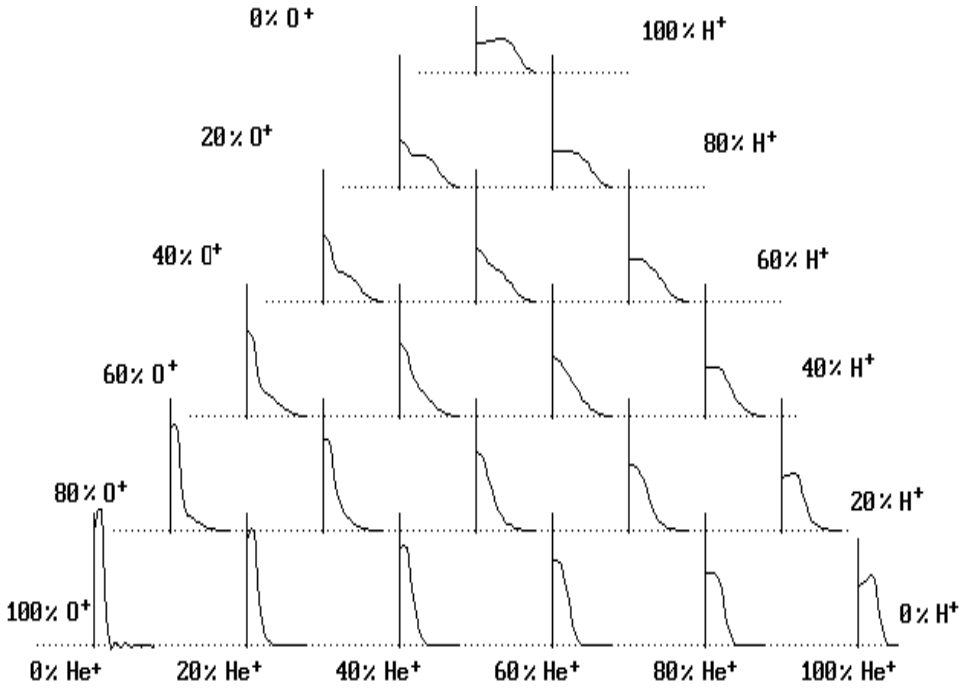


Рисунок 1.16 – АКФ і спектри сигналу розсіяння від багатокомпонентної іоносферної плазми

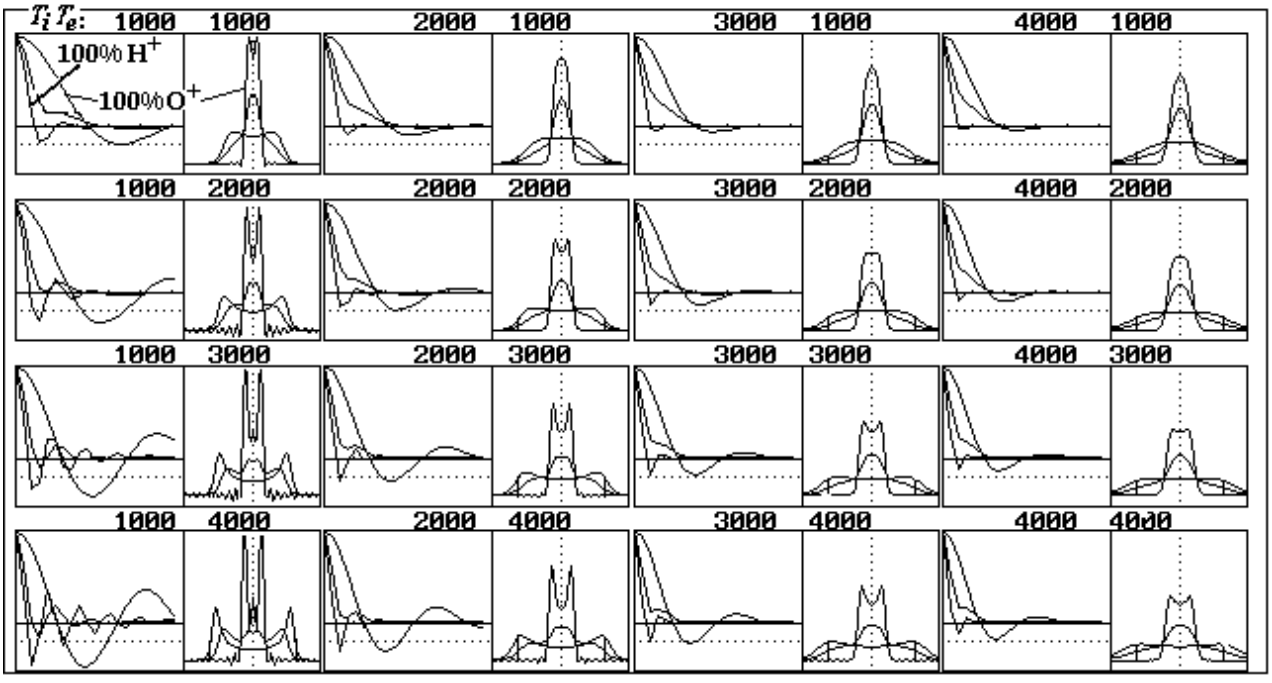
На рис. 1.16 наведено приклад розрахунку [8, 48] деяких кореляційних і спектральних функцій для іонної структури плазми у випадку $N = 3$.

Таким чином, за допомогою виразів, розглянутих вище, можна розраховувати моделі як спектральних, так і кореляційних функцій сигналу розсіяння практично для всіх реальних випадків стану іоносферного середовища, що зустрічаються в діапазоні висот від 80 до 1500 км.

Як узагальнення, на рис. 1.17 показано результати модельних розрахунків аналітичних АКФ і спектрів залежно від значень іоносферних параметрів (*а*) та від висоти (*б*) [8, 9], а на рис. 1.18 – в залежності від стану іоносфери.

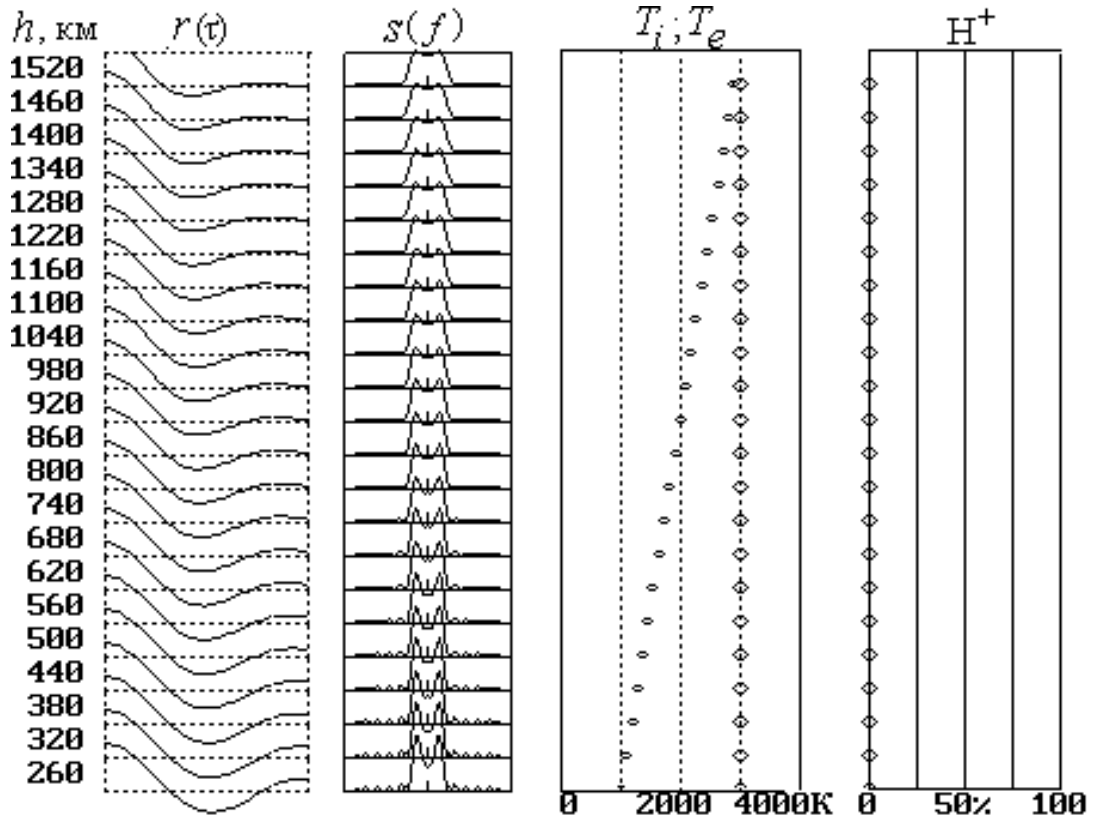


а

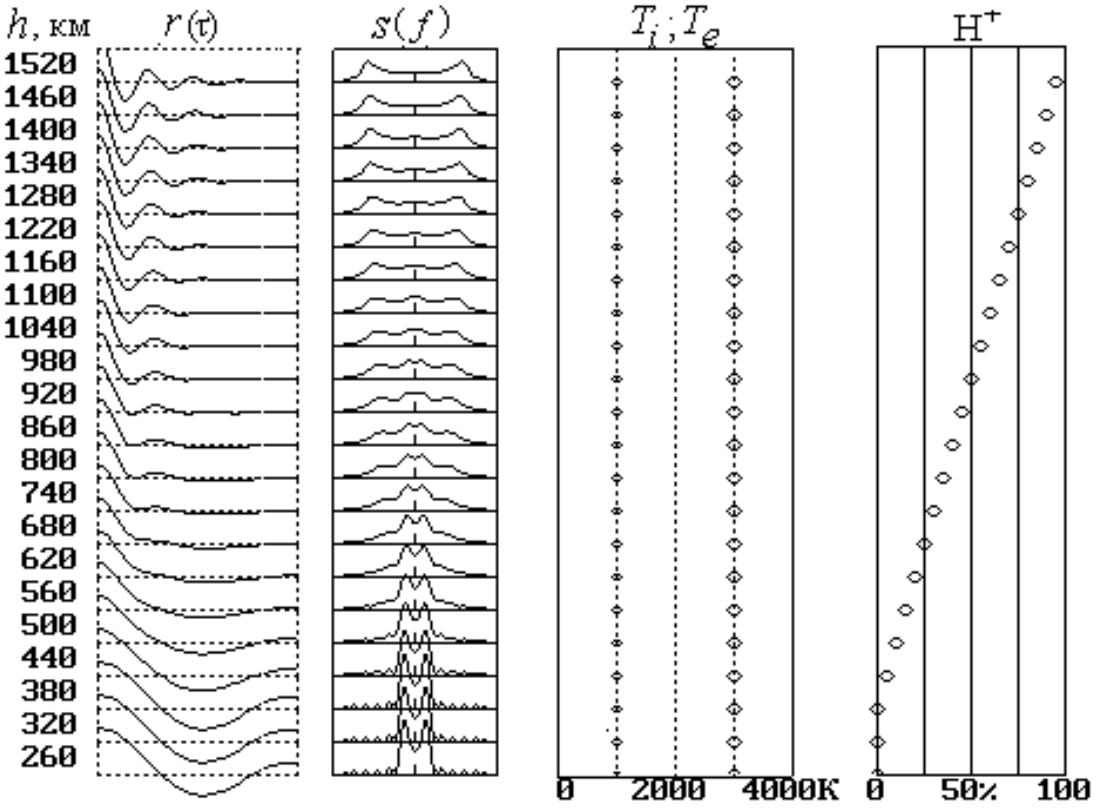


б

Рисунок 1.17 – Форми спектральних і кореляційних функцій сигналу НР при варіаціях іонних складових (*а*) та в залежності від висоти (*б*)

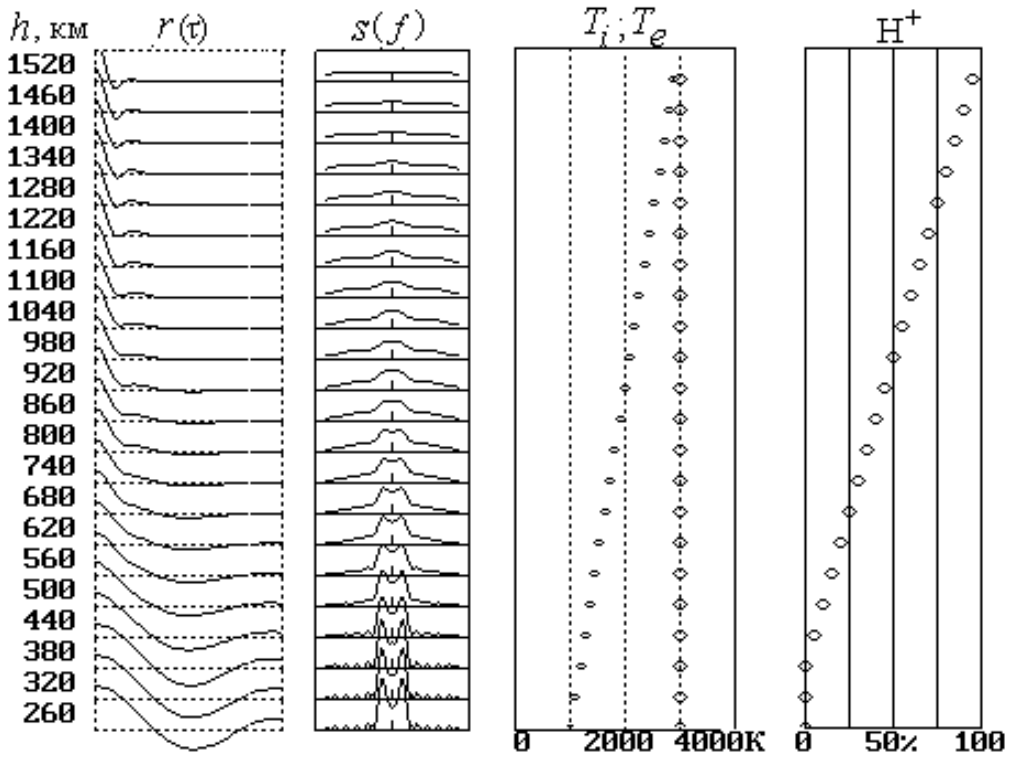


а



б

Рисунок 1.18 – Моделювання в прямій задачі висотного розподілу характеристик сигналу НР і параметрів плазми при різних її станах



в

Рисунок 1.18 (продовження)

1.4.4. *Дебаєвський радіус екранування та його вплив на розрахунки іоносферних параметрів*

Необхідність врахування величини дебаєвського радіусу екранування пов’язана з такими факторами.

Відомо, що відсутність сферичної симетрії іоносферної плазми (викликаної розбіжністю положень географічних і геомагнітних полюсів Землі) призводить до різнохрактерності динамічних і теплових режимів різних областей навколоземного космічного простору. Наприклад, над північноамериканським і європейським регіонами іоносфера для одного часу доби може відрізнятися значенням електронної концентрації N_e, а також мати різний характер поведінки температур іонів і електронів.

Це означає, що при інтерпретації даних для кожної конкретної області іоносфери і конкретного режиму випромінювання в процедурах розрахунку АКФ (1.15) необхідно пам’ятати про уточнюючий коефіцієнт k_D, значення якого залежить від величини дебаєвського радіусу екранування r_D.

Дебаєвський радіус визначається відповідно до виразу [9] як

$$r_D = \sqrt{\frac{\varepsilon_0 k_Б T_e}{N_e e^2}} \cong 4{,}7 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{T_e}{N_e}} \qquad (1.20)$$

і на практиці може набувати значень від часток сантиметра до десятків сантиметрів. Якщо радар НР у Харкові використовує довжину хвилі $\lambda_0 = 1{,}90$ м, а радар НР у Хайстеку (США) – довжину $\lambda_0 = 0{,}75$ м, то це означає, що в другому випадку явно не виконується умова $\lambda_0 >> r_D$, особливо що стосується досліджень верхніх висотних діапазонів іоносфери.

Коефіцієнт k_D, що задає у виразі (1.14) величину поправки на особливості проведення радарних спостережень, задається як величина

$$k_D = \frac{3{,}94 \cdot 10^7 T_e}{\lambda_0{}^2 N_e}. \qquad (1.21)$$

Щоб продемонструвати ефект впливу величини цього коефіцієнта, приведемо його до вигляду

$$k_D{}^{(\text{Харків})} \approx 2 \cdot 10^5 \frac{T_e}{N_e};$$

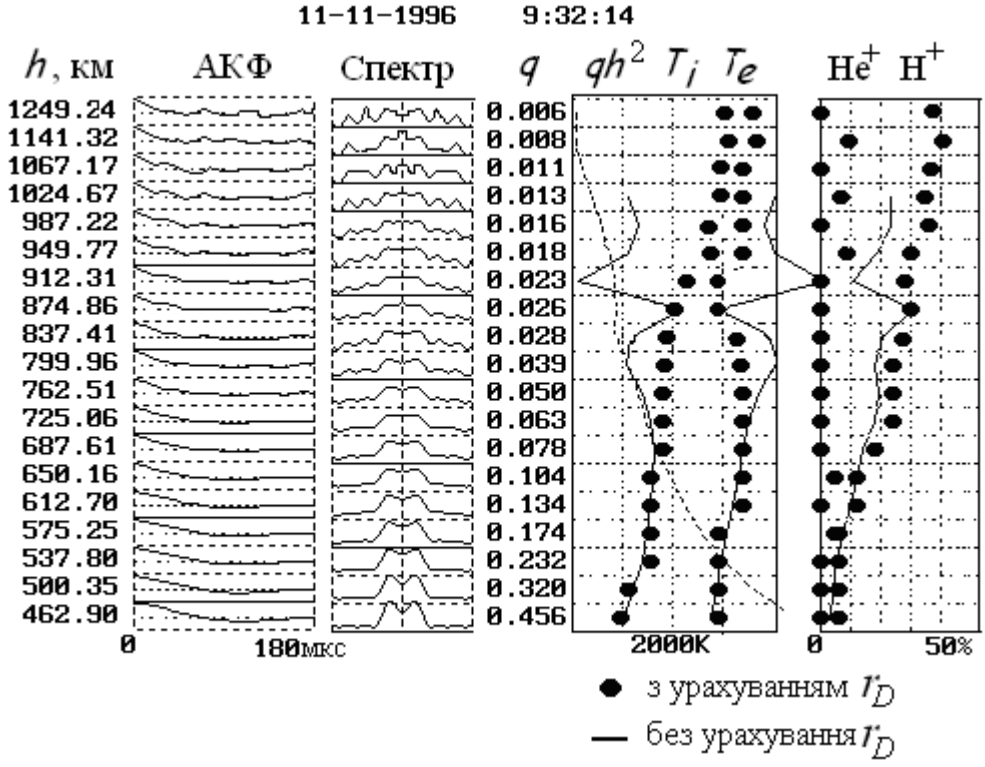
$$k_D{}^{(\text{Хайстек})} \approx 1{,}3 \cdot 10^6 \frac{T_e}{N_e}.$$

Чисельні розрахунки кореляційних функцій, а за ними – і параметрів іоносфери за участю цих величин показали [8] наступні результати.

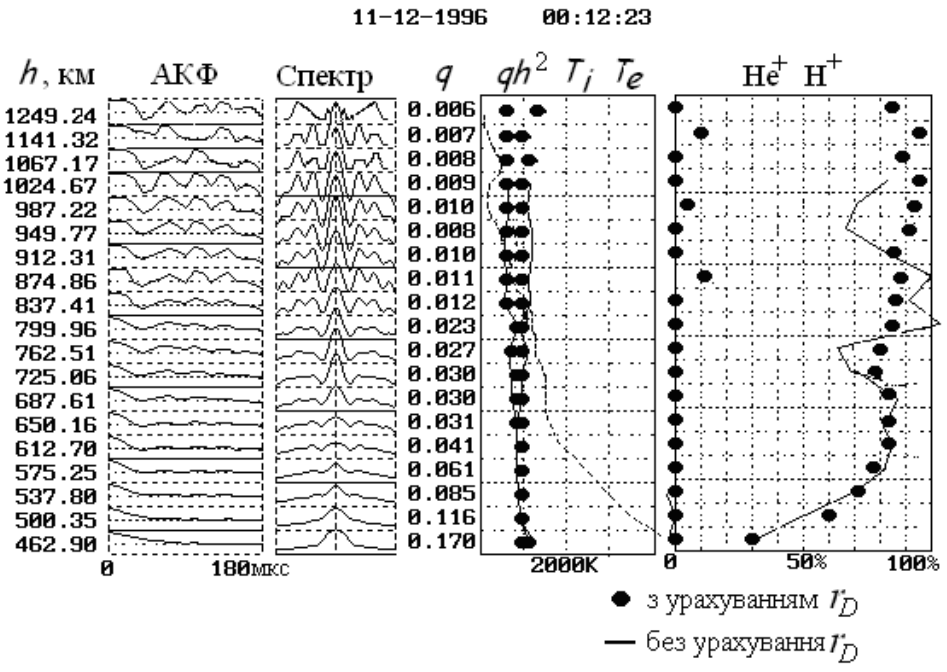
У випадку визначення параметрів, наприклад, на висоті 1000 км, де іоносфера при значеннях $N_e \approx 2 \cdot 10^{10}$ м$^{-3}$ звичайно характеризується варіаціями температури T_e від 1000 до 3000 К, для Харкова можливі зміни значення k_D в інтервалі [0,01; 0,03], а для Хайстека – в інтервалі [0,08; 0,24].

З цього випливає, якщо в першому випадку при неврахуванні k_D неточності розрахунку кореляційних функцій при розв'язанні зворотної задачі призводять до похибок оцінювання температур і електронної концентрації в одиниці відсотків, то в другому випадку ці помилки зростають майже на порядок.

Як приклад, на рис. 1.19 наведені одержані над Хайстеком (день і ніч) результати розрахунку іоносферних параметрів, коли порівнювалися різні методики обробки даних – з врахуванням (точки) та без врахування (лінії) в процедурах обчислень дебаєвського радіусу екранування r_D.



а



б

Рисунок 1.19 – Порівняння результатів розрахунку параметрів іоносфери для денних (*а*) і нічних (*б*) умов

Примітка. *Слід зазначити, що врахування в процедурі розв'язання зворотної задачі величини k_D викликає необхідність введення в ітераційні цикли додаткової змінної N_e, яка у свою чергу теж залежить від багатьох величин, тобто $N_e = f(P_s, f_{\mathrm{F2}}, T_i, T_e)$.*

Це означає, що для розрахунків необхідно одержувати кореляційні функції уже вигляду $r_{\mathrm{T}}\left(N_e, T_i, T_e, \gamma_1, ..., \gamma_N; k\tau_q\right)$, які будуть залежати від значно більшого числа іоносферних параметрів. За рахунок цього істотно збільшується час розв'язання задачі і зростає, як мінімум, на порядок кількість трудомістких ітераційних циклів, що є відмінною рисою процедур обчислень для радара НР обсерваторії Хайстек.

1.5. *Методи підвищення достовірності обчислень характеристик сигналу НР*

Практика обробки інформації, яку отримують за допомогою радарів НР, у даний час охоплює набір різних методологічних підходів і алгоритмічних процедур. Серед них найбільш важлива роль приділяється уточненому статистичному аналізові результатів радіолокаційних вимірювань і високоточному параметричному оцінюванню характеристик іонізованого середовища (блоки, виділені на рис. 1.3 стовщеною лінією). Від коректного функціонування цих процедур багато в чому залежать наступна точність та достовірність ідентифікації стану іоносферної плазми.

Детальний огляд та аналіз особливостей алгоритмів обчислень висотно-часового розподілу параметрів іоносферної плазми, поданих на рис. 1.3, показали наступне [8].

Основною задачею в процедурах *первинної* обробки даних, що одержують під час іоносферних вимірювань, є поточна оцінка статистичних характеристик сигналу розсіяння (розрахунок висотно-часового розподілу автокореляційних функцій і спектрів потужності). Наступний аналіз даних має на увазі інтерпретацію цих результатів з метою отримання на їх основі висотно-часових залеж-

ностей електронної концентрації та інших параметрів, що задають характер процесів, які спостерігаються в іоносфері .

Показано, що відповідно до процедур *вторинної* обробки здійснюється фільтрація числових масивів, яка дозволяє усунути аномальні викиди. У процедурах фільтрації використовують елементи системи розпізнавання, що складаються із сукупності алгоритмічних засобів аналізу потоку даних і призначені для виділення слабких сигналів розсіяння на фоні шумів. Після фільтрації в дію включаються процедури обчислень КК флуктуацій електронної концентрації і здійснюється безпосередньо сам розрахунок параметрів іоносферного середовища (зворотна задача). При цьому використовуються коефіцієнти кореляції, отримані експериментальним шляхом, для їх порівняння з теоретичними (модельними) аналогами.

Задача зіставлення кореляційних функцій орієнтована на те, щоб, з огляду на величину спотворення експериментальних АКФ при визначенні вектора параметрів **θ,** звести до мінімуму значення похибки його ідентифікації. З цією метою обчислювальні перетворення реалізуються з врахуванням обвідної імпульсу зондування, особливостей його випромінювання і приймання, зміни просторово-часового характеру поведінки іоносферної плазми, з врахуванням апаратурних особливостей радіолокаційної системи і обчислювальних можливостей комп'ютерних мереж.

Цей напрямок – зменшення методичних і статистичних похибок одержання КК флуктуацій електронної концентрації і запропоновано до аналізу під час викладу матеріалів у наступних розділах.

Детальний аналіз можливостей одержання за допомогою радарних систем повноцінної і якісної іоносферної інформації дозволяє виділити такі аспекти, що відображають складність процедур приймання й обробки сигналу розсіяння:

1. *Труднощі забезпечення достатнього ступеня точності при оцінці високотно-часового розподілу кореляційних і спектральних характеристик сигналу розсіяння в умовах ряду обмежень методу НР*. Ці труднощі викликані тим, що обмеження, які супроводжують процедури розрахунку кореляційних і спектра-

льних характеристик сигналу розсіяння, пов'язані з апаратурно-методичними особливостями. Для їх подолання потрібні як правильний вибір форми сигналу зондування, так і удосконалення алгоритмів попереднього аналізу даних з більш коректним врахуванням, приміром, характеру імпульсного зондування, методу стробування даних, особливостей використання аналогових фільтрів при прийманні сигналу розсіяння і т.д.

2. *Низька достовірність виділення інформації про флуктуації електронної концентрації плазми у випадку появи на фоні відбитого сигналу сторонньої інформації і імпульсних завад.* Через появу цих заважаючих сигналів необхідно забезпечувати функціонування алгоритмів попереднього статистичного аналізу характеристик сигналу розсіяння, прийнятого на фоні імпульсних, флуктуаційних завад і відбиттів від дискретних об'єктів. З точки зору математичних перетворень вхідної сукупності радіолокаційних даних ця задача повинна оперувати набором процедур, націлених на статистичний аналіз радіолокаційної інформації, що подаються у вигляді часових рядів, а також на локалізацію й усунення цих завад.

3. *Потреба у використанні більш достовірних і надійних процедур ідентифікації статистичних характеристик сигналу розсіяння у випадку малих відношень сигнал/шум.* Ця особливість пов'язана з найбільш проблемними (щодо труднощів оцінювання фізичних властивостей плазми у випадку складної її структури) діапазонами висот нижче 200 км і вище 1000 км. Надійне визначення параметрів середовища тут можливе лише тоді, коли відношення сигнал/шум буде задовольняти умові $q > 0{,}1$. У випадку $q < 0{,}1$ необхідні більш достовірні процедури ідентифікації статистичних характеристик сигналу розсіяння, які б зменшували похибки розрахунків.

4. *Різнохарактерність прикладних комп'ютерних програм, які реалізують методи і процедури статистичної обробки даних.* Методи і процедури статистичного аналізу даних у методі НР реалізуються на комп'ютерах, як правило, за допомогою пакетів, що широко використовуються при розв'язанні ряду радіофізичних задач. Але при обробленні даних радіофізичного типу мають місце

свої особливості, пов’язані з необхідністю виконання додаткових функцій, а саме:

• автоматизації процесу обробки іоносферних даних з урахуванням вимог сучасних діалогових інформаційно-обчислювальних систем, а також з врахуванням особливостей перетворення потоків радіофізичної інформації великого об’єму;

• адаптації структури програмного забезпечення радіофізичних експериментів стосовно рівня кваліфікації користувачів (залучення варіантів мовного, символьного і графічного діалогів з використанням ПК);

• систематизації результатів експериментальних досліджень, організації локальної бази даних НР, забезпечення її ефективного функціонування і т.д.

Врахування розглянутих вище аспектів обробки можливе, якщо проводити подальше вдосконалення математичного апарату, впроваджувати сучасні статистичні підходи до модифікації даних, реалізувати методики ефективного виділення інформації про параметри середовища в процесі аналізу НР сигналу.

Лише в результаті статистичного підходу, за рахунок одержання неспотворених висотних профілів перерізу розсіяння плазми і КК флуктуацій електронної концентрації можливе підвищення ефективності визначення параметрів іоносферної плазми в діапазоні висот 100...1500 км.

Потенційні можливості такого підходу показано на рис. 1.20, де демонструється, як лише за рахунок збільшення часу статистичного усереднення результатів можна отримати кращу форму висотного розподілу АКФ.

Виходячи з указаних побажань, у наступних розділах даного видання будуть розглянуті питання оптимізації і підвищення ефективності функціонування ключових обчислювальних процедур, що мають відношення до таких типів інформаційних перетворень:

а) до одержання, накопичення і статистичного аналізу експериментальних даних при прийманні та обробленні сигналу розсіяння;

б) до розрахунку й аналізу висотно-часового розподілу автокореляційних функцій і спектрів сигналів НР;

в) до перетворення АКФ у коефіцієнти кореляції флуктуацій електронної концентрації.

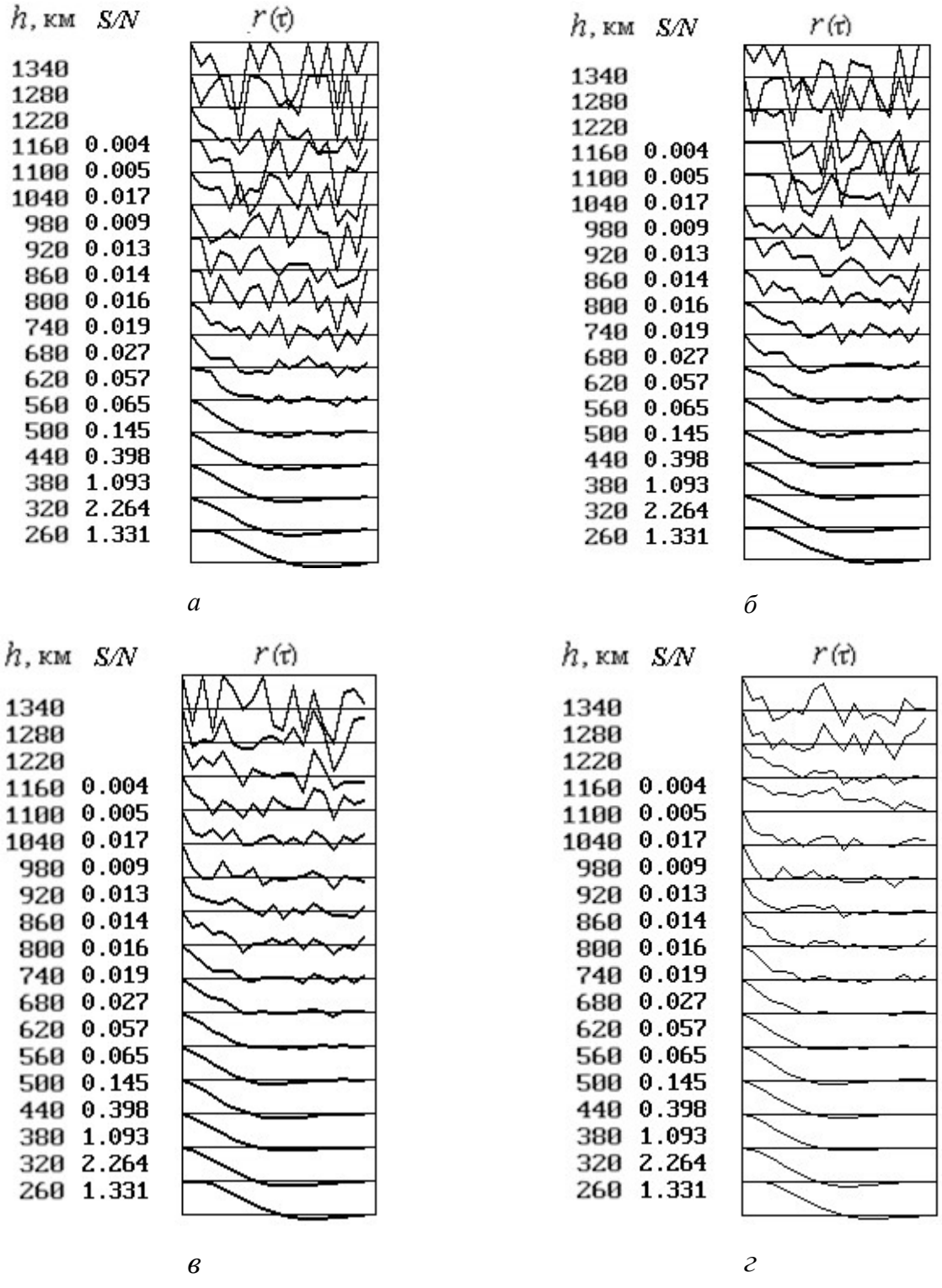


Рисунок 1.20 – Результати розрахунків висотного розподілу відношень сигнал/шум і АКФ сигналу НР в сеансах тривалістю 1 хв (*а*), 2 хв (*б*), 5 хв (*в*) і 10 хв (*г*)

Контрольні питання

1. Які джерела формування іоносферної плазми в навколоземному космічному просторі?

2. У чому полягає причина утворення розсіяння при дистанційному зондуванні іоносферної плазми в метровому або дециметровому діапазонах радіохвиль?

3. Які параметри іоносферної плазми дозволяє одержати метод некогерентного розсіяння радіохвиль по сигналу, отриманому при опроміненні іоносфери?

4. Чим забезпечується технічна можливість для утворення та наступної реєстрації дуже слабкого сигналу некогерентного розсіяння?

5. Які характеристики сигналу розсіяння використовуються для визначення іоносферних параметрів?

6. У чому полягає суть обчислювальних процедур у процесі розрахунків параметрів іоносферної плазми?

7. Чим обумовлена зміна компонентів іонного складу іоносферної плазми з висотою?

8. Які країни мають змогу проводити дослідження з використанням радарів некогерентного розсіяння?

9. Які підсистеми входять до складу автоматизованої системи на базі радара НР?

10. Які завдання стоять перед радарами НР у процесі проведення моніторингу іоносфери?

11. У чому причина відмінностей умов використання сигналів зондування в радарах НР у порівнянні з РЛС?

12. Перелічить типи сигналів, що призначені для зондування іоносфери, і поясніть, чим викликана їх різноманітність.

13. Які переваги має використання матричного кодування сигналів зондування?

14. В якому випадку в методі НР можна використовувати традиційні кодовані сигнали (наприклад, коди Баркера)?

15. У чому суть процесів первинної і вторинної обробки радіолокаційних даних?.

16. Відобразіть характер зміни форми спектру та форми автокореляційної функції сигналу некогерентного розсіяння з висотою.

17. Поясніть умови появи похибок обчислень, пов'язаних з дебаєвським радіусом екранування, та поясніть, які додаткові труднощі виникають в процесі його врахування.

18. Які Ви знаєте шляхи підвищення точності оцінки іоносферних параметрів?

19. Використовуючи Інтернет, ознайомтеся з технічними характеристиками сучасних радарів некогерентного розсіяння та укажіть місця їх розташування.

Список літератури до розділу 1

1. Таран В.И. Исследование ионосферы в естественном и искусственно возмущенном состояниях методом некогерентного рассеяния / В.И. Таран // Геомагнетизм и аэрономия. – 2001. – №5, Вып. 41. – С. 659–666.

2. Таран В.И. Ионосферные эффекты магнитной бури по наблюдениям на радаре НР в Харькове / В.И. Таран, В.Н. Лысенко, В.А. Пуляев и др. // Вестн. ХГПУ : Информационные технологии : наука, техника, технология, образование, здоровье. – Х : ХГПУ, 1999. – Вып. 7, Ч. 3. – С. 381–383.

3. Григоренко Е.И. Динамические процессы в ионосфере во время геокосмической бури 30 мая и затмения Солнца 31 мая 2003 года / Е.И. Григоренко, С.А. Пазюра, В.А. Пуляев и др. // Космічна наука і технологія. – Киев, 2004. – Т. 10, № 1. – С. 12–25.

4. Котов Д.В. Временные вариации ионного состава во внешней ионосфере в период солнечного затмения 1 августа 2008 г. / Д.В. Котов, В.А. Пуляев,

Л.Ф. Черногор // Космічна наука і технологія. – К : ГКО НАНУ, 2009. – Т.15, № 5. – С. 34–42.

5. Дзюбанов Д.А. Динамика плазмы ионосферы над Харьковом в период солнечного затмения 1 августа 2008 г. / Д.А. Дзюбанов, Л.Я. Емельянов, Л.Ф. Черногор // Космічна наука і технологія . – 2008. – Т. 15, № 3. – С. 62–69.

6. Григоренко Е.И. Магнитная, ионосферная и атмосферная бури большой интенсивности в сентябре 1998 г.: сравнение результатов измерений и моделирования / Е.И. Григоренко, Д.А. Дзюбанов, В.Н. Лысенко и др. // Космічна наука і технологія. – Киев, 2003. – Т.9, № 4. – С. 49–66.

7. Рогожкин Е.В. Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния : монография / Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев, В.Н. Лысенко. – Х : НТУ “ХПИ”, 2008. – 256 с.

8. Пуляев В.А. Определение параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн : монография / В.А. Пуляев, Д.А. Дзюбанов, И.Ф. Домнин. – Х : НТУ “ХПИ”, 2010. – 240 с.

9. Эванс Дж..В. Теоретические и практические вопросы исследования ионосферы методом НР радиоволн / Дж. В. Эванс // ТИИЭР. – 1969. – Т.57, №4. – С. 139–175.

10. Foster J.C. Radar Observations of Magnetosphere-Ionosphere Coupling at Mid and High Latitudes / J.C. Foster // Geomag. Geoelectr. – № 47. – 1995. – P. 801–812.

11. Абрамов В.Г. Исследования ионосферы с помощью высокопотенциальной радиолокационной станции / В.Г. Абрамов, Е.В. Воронов, А.П. Потехин и др. // Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца. – Новосибирск : Наука, 1993. – Вып. 100. – С.124–139.

12. Таран В.И. Наблюдения ионосферы с помощью метода некогерентного рассеяния / В.И. Таран // Вестн. ХПИ : Исследование ионосферы методом НР – Х : ХПИ, 1979. – № 155, Вып. 1. – С. 3–11.

13. Таран В.И. Исследование ионосферы с помощью радара НР в Харькове / В.И. Таран // Вестн. ХГПУ : сб. науч. трудов. – Вып. 31. – Х : ХДПУ, 1999. – С. 3–9.

14. Таран В.И. Электронная температура области F ионосферы / В.И Таран, Е.В. Рогожкин, Д.А. Дзюбанов и др. // Ионосферные исследования. – М. : Сов. радио, 1979. – № 27. – С.98–101.

15. Лалонд Л.М. Исследование нижней ионосферы при помощи обратного рассеяния коротких импульсов / Л.М. Лалонд // Распределение электронов в верхней атмосфере. – М.: Наука, 1968. – С. 461–468.

16. Головин В.И. Наблюдения ионосферы с помощью метода НР. Сообщение 2. Аппаратурные и методические особенности / В.И. Головин, Е.В. Рогожкин, В.И. Таран и др. // Вестн. ХПИ. Исследование ионосферы методом НР. – Х : ХПИ. – 1979. – № 155, Вып. 1. – С. 12–22.

17. Farley D.T. Incoherent scatter studies of the ionosphere: A status report / D.T. Farley // Bull. inform. Union radio Sci. int. – 1972. – No 183. – P. 16–31.

18. Рогожкин Е.В. Оптимизация зондирующего сигнала при исследовании структуры и динамики ионосферы методом НР / Е.В. Рогожкин // 14-я Всесоюзн. конф. по распр. радиоволн. Тез. докл. Ч. 1. – М., 1984. – С. 104–108.

19. Пуляев В.А. Использование манипуляции при некогерентном рассеянии. Сообщение 2. К вопросу о составных последовательностях / В.А. Пуляев // Вестн. ХПИ. Исследование ионосферы методом НР. – Х : ХГУ. – 1987. – № 248, Вып. 5. – С. 30–33.

20. Рогожкин Е.В. О возможности использования составных кодированных сигналов для диагностирования измерительного комплекса некогерентного рассеяния / Е.В. Рогожкин, В.И. Сирота // Вестн. ХПИ. Исследование ионосферы методом НР. – Х : ХГУ. – 1988. – № 259. – С. 26–28.

21. Рогожкин Е.В. Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния. 2. Методы анализа / Е.В. Рогожкин, А.С. Мазманишвили // Вестн. ХГПУ. Ионосфера. – Х : ХГПУ. – 1999. – Вып. 31. – С. 61–68.

22. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов / Л.Е. Варакин – М.: Сов. радио, 1970. – 274 с.

23. Рогожкин Е.В. Измерение параметров ионосферы с использованием фазовой манипуляции несущей / Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев / Вестн. ХПИ. Исследование ионосферы методом НР. – Х : ХГУ. – 1986. – № 234, Вып. 4. – С. 30–34.

24. Рогожкин Е.В. Кодирование при ионосферных измерениях методом НР / Е.В. Рогожкин // Ионосфера. Респ. межвед. сб. – Х: ХГУ. – 1991. – Вып 1. – С. 77–88.

25. Рогожкин Е.В. Измерение параметров ионосферной плазмы по корреляционной функции сигнала НР / Е.В. Рогожкин // Ионосферные исследования. – М.: Сов.радио, – 1979, – №27. – С. 46–54.

26. Авторское свидетельство № 1371248 (СССР). Рогожкин Е.В., Пуляев В.А., Смирнов А.Н. и др. Устройство измерения корреляционной функции сигнала, некогерентно рассеянного ионосферой. – 1987.

27. Авторское свидетельство № 1378602 (СССР). Рогожкин Е.В., Пуляев В.А. Устройство измерения корреляционной функции сигнала, некогерентно рассеянного ионосферой. – 1987.

28. Авторское свидетельство № 1429771 (СССР). Рогожкин Е.В., Пуляев В.А. Устройство измерения корреляционной функции сигнала, некогерентно рассеянного ионосферой. – 1990.

29. Авторское свидетельство № 1489406 (СССР). Рогожкин Е.В., Пуляев В.А. Устройство измерения корреляционной функции сигнала, некогерентно рассеянного ионосферой. – 1989.

30. Авторское свидетельство № 1596935 (СССР). Рогожкин Е.В., Пуляев В.А., Болибок А.В. Устройство для зондирования ионосферы. – 1990.

31. Авторское свидетельство № 1542257 (СССР). Рогожкин Е.В., Пуляев В.А. Устройство измерения мощности сигнала, некогерентно рассеянного ионосферой. – 1990.

32. Авторское свидетельство № 1412476 (СССР). Пуляев В.А., Рогожкин Е.В., Хлебников А.Н. Радиолокатор некогерентного рассеяния с внутриимпульсной поляризацией сигнала. – 1988.

33. Авторское свидетельство № 1457600 (СССР). Пуляев В.А. Радиолокационная система с изменяемой внутриимпульсной поляризацией. – 1990.

34. Котов Д.В. Оптимальное декодирование как способ увеличения высотного разрешения при измерениях профиля мощности НР сигнала / Д.В. Котов, В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ”. Автоматика и приборостроение. – Х : НТУ “ХПИ”. – 2006. – № 31. – С. 77–83.

35. Маглеванный Н.П., Андреев А.Е. Обработка сложных сигналов, рассеянных ионосферой, оптимальными фильтрами различной степени согласования с зондирующим сигналом // Вестник ХПИ. – 1979, – №234, – С.37-40.

36. Ioanidis G. Incoherent scatter observations at Arecibo using compressed pulses / G. Ioanidis, D.T. Farley // Radio Sci. – 1972. – v. 7, No 2. – P. 763–766.

37. Watt T.M. Incoherent scatter observation of the ionosphere over Chatanika / T.M. Watt // Jurn. Geoph. Res. – 1973. – v. 78. – P. 2992–3006.

38. Маглеванный Н.П. Применение широкополосных зондирующих сигналов для измерения параметров ионосферы / Н.П. Маглеванный, В.И. Таран, А.А. Гордеев и др. // Ионосферные исследования. – № 27. – М.: Высшая школа. – 1979. – С. 46–59.

39. Gray R.W. Theory of incoherent-scatter measurements using compressed pulses / R.W. Gray, D.T. Farley // Radio Sci. – 1973. – v.8, No 2. – P. 123–131.

40. Сарычев В.Т. О фазоманипулированных сигналах при некогерентном зондировании / В.Т. Сарычев // Некогерентное рассеяние радиоволн: Изд. Кольского филиала АН СССР, Апатиты. – 1980. – С. 95–105.

41. 5. Farley D.T. A theory of incoherent scattering of radio waves by a plasma / D.T. Farley // Journ. of Geophysical Research. – 1966. – Vol.71, №17. – P. 4091–4098.

42. Farley D.T. Incoherent scatter correlation function measurements / D.T. Farley // Radio Science. – 1969. – Vol.4, №10. – P. 935–953.

43. Farley D.T. Radio wave scattering from the ionosphere / D.T. Farley // Methods of Experimental Physics. – 1971. – V. 98. – P . 139–186.

44. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику / С.М. Рытов. – М. : Наука, 1979. – 214 с.

45. Ситенко А.Г. Электромагнитные флуктуации в плазме / А.Г. Ситенко. – Х: ХГУ, 1965. – 183 с.

46. Брюнелли Б.Е. Метод некогерентного рассеяния радиоволн / Б.Е. Брюнелли, М.И. Кочкин, И.М. Пресняков и др. – Л : Наука, 1979. – 188 с.

47. Гринченко С.В. Определение ионного состава в F1-области по АКФ НР-сигнала / С.В. Гринченко // Вестн. ХПИ : Исследование ионосферы методом НР. – Х : ХПИ, 1988. – № 259. – С. 6–7.

48. Пуляев В.А. Особенности функционирования прямой задачи рассеяния при расчете параметров ионосферной плазмы / В.А. Пуляев, Е.И. Сокол, А.В. Богомаз и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – № 129. – С. 280–285.

49. Гринченко С.В. Определение электронной концентрации методом НР в областях E, F1 с учётом изменяющегося ионного состава / С.В. Гринченко // Вестн. ХПИ : Исследование ионосферы методом НР. – Х : ХПИ, 1989. – № 271 – С. 10–11.

50. Богомаз А.В. Модель системы обработки данных радара некогерентного рассеяния / А.В. Богомаз // Вестн. НТУ “ХПИ” : Радиофизика и ионосфера. – Х : НТУ “ХПИ”, 2012. – № 57 (963). – С. 25–28.

51. Kotov D.V. Coincident Observations by the Kharkiv IS Radar and Ionosonde, DMSP and Arase (ERG) Satellites, and FLIP Model Simulations: Implications for the NRLMSISE-00 Hydrogen Density, Plasmasphere, and Ionosphere / D.V. Kotov, O.V. Bogomaz, M.O. Shulha, I.F. Domnin and etc. // Geophysical Research Letters. – 2018. V. 45, Issue. 16. – P. 8062–8071.

52. Shulha M. Calculation of the Height-Time Dependence of the Electron Density of the Ionospheric Plasma under Instability of the Incoherent Scatter Radar Constant / M. Shulha, K. Aksonova, I. Shnitsar, V. Pulyayev // 2018 IEEE 38th

International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2018. – P. 544–547

53. Katsko S. V., Emelyanov L. Y., Domnin I. F., Chernogor L. F. Ionosphere response to geomagnetic storms on 7-8 September 2017 over Kharkiv (Ukraine) // 2020 XXXIIIrd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science. – Rome, Italy, 2020, pp. 1-4.

Розділ 2

АПАРАТУРНІ ТА АЛГОРИТМІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ СТАТИСТИЧНИХ (КОРЕЛЯЦІЙНИХ ТА СПЕКТРАЛЬНИХ) ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛУ НР

У попередньому розділі йшлося про те, що метод НР дозволяє визначати параметри іоносфери шляхом аналізу коефіцієнтів кореляції флуктуацій електронної плазми, отриманих на базі розрахованих ординат кореляційної функції $r\{\tau; f(\boldsymbol{\theta}; x)\}$ сигналу розсіяння, який аналізується під час радіолокаційного експерименту. Аналогічно, ту ж саму задачу можна вирішувати, використовуючи як базовий спектр розсіяння, що має вигляд сигнальної функції $S\{\omega; f(\boldsymbol{\theta}; x)\}$. Він розраховується за сигналом розсіяння або за кореляційною функцією в областях ω її характерної поведінки і несе в собі таку ж інформацію, що і коефіцієнти кореляції.

Складність процесу, однак, полягає в тому, що характеристики сигналу розсіяння одержують в цілому для випадку нестаціонарного процесу, що пов'язано з особливостями поведінки іоносферної плазми, зі специфікою роботи радіолокаційної апаратури, а також з особливостями режимів імпульсного зондування і комп'ютерної обробки даних. Ці особливості викликають необхідність використання різних алгоритмів розрахунку статистичних характеристик вхідного сигналу і наступного їх додаткового уточнення для приведення АКФ і спектра до аналогічних характеристик флуктуацій електронної концентрації.

Розглянемо особливості розрахунку тих статистичних характеристик сигналу розсіяння, що відображають динаміку випадкових процесів у часі – автокореляційних функцій та спектрів. При цьому уточнимо призначення в методі НР різних режимів імпульсного зондування (які використовуються, наприклад, в радіолокаційній апаратурі Інституту іоносфери).

2.1. Алгоритм розрахунку автокореляційних функцій сигналу НР

Спочатку розглянемо особливості процедур первинної обробки сигналу розсіяння, які для досягнення потрібної статистичної точності реалізують розрахунок висотного розподілу ординат його АКФ і проводять усереднення результатів впродовж сеансу деякої тривалості. Для формування цих висотних залежностей робота систем радара НР має полягати в наступному [1–3].

Сигнал, що задається в блоці кварцових гетеродинів (загальних для приймального, передавального пристроїв та системи обробки радара), надходить на двоканальний передавач, де підсилюється і по хвилеводно-фідерному тракту подається на взаємно ортогональні випромінювачі, розташовані в рупорі антени. З їх допомогою відбувається випромінювання потужного радіоімпульсу довжиною $T_{\text{і}}$, який має кругову поляризацію.

Досить слабкий сигнал, розсіяний на теплових флуктуаціях електронної концентрації, у паузі між імпульсами приймається тією же антеною і через комутатор “приймання–передача” надходить на вхідні параметричні підсилювачі приймального пристрою.

Після підсилення і переносу центральної частоти прийнятого сигналу на проміжну частоту $f_{\text{пр}}$ (або на відеочастоту) відбувається його квантування в аналого-цифровому перетворювачі (АЦП). Робота перетворювача синхронізується тактовою серією $U_{\text{т}}$ з періодом проходження імпульсів, який дорівнює величині $\tau_{\text{е}}$ (в подальшому будемо позначати як τ_q).

З виходу АЦП цифровані відліки надходять до спеціалізованого багатоканального обчислювального пристрою – корелятора [4]. При перемноженні в ньому відліків, які проходять через ряд ліній затримок ($t_{\text{зат}} = k\tau_q$; $k = 0, 1, 2, \ldots, K$), на його виході утворюються розраховані значення $K + 1$ ординат автокореляційної функції $R_{\text{с}}(\tau)$, де $\tau = t_{\text{зат}}$.

Відомо, що форма АКФ на проміжній частоті описується виразом

$$R_{\text{с}}(\tau) = R(\tau)\cos(\omega_{\text{пр}} + \Delta\omega)\tau. \qquad (2.1)$$

Найбільш інформативним у ньому є перший співмножник $R(\tau)$, точність якого визначається як технічними особливостями апаратури обробки (кількістю та особливостями структури кореляційних каналів), так і локальними параметрами іоносфери. Другий же співмножник пов'язаний зі значенням проміжної частоти $\omega_{\text{пр}} = 2\pi f_{\text{пр}}$. Ця частота визначається системою гетеродинів радара НР, але при прийманні може відрізнятися на величину доплерівського зсуву $\Delta\omega$.

Можна відмітити, що коли період τ_q проходження тактових імпульсів $U_{\text{т}}$ для спрацьовування АЦП задати кратним періоду проміжної частоти $f_{\text{пр}}$, тобто накласти умову [1]

$$\tau_q = m/f_{\text{пр}},\ m = 1, 2, 3, \ldots\ , \tag{2.2}$$

то інтервал затримок між відліками АКФ буде кратним періоду другого множника, а отже, кореляційну функцію прийнятого сигналу розсіяння можна одержувати без попереднього детектування, замінюючи $R_{\text{с}}(\tau) = R_{\cos}(\tau)$.

Примітка. *Дане твердження тим більш вимогливе, чим ближче до нульового значення (до відеочастоти) обрана проміжна частота $f_{\text{пр}}$. У цьому випадку зменшується залежність від доплерівського зсуву спектра. Цю залежність можна зменшити ще одним способом, а саме – об'єднавши інформацію про синфазну $R_{\cos}$ і аналогічну квадратурну $R_{\sin}$ компоненти кореляційної функції. Ці компоненти можна отримати за допомогою двох квадратурних каналів корелятора, якщо для них на чверть періоду $T_{\text{пр}} = 1/f_{\text{пр}}$ рознести моменти перетворення вхідного сигналу в цифровий код. Тоді вираз (2.1) переходить в залежність*

$$R_{\text{с}}(\tau) = \sqrt{[R(\tau)\cos(\omega_{\text{пр}} + \Delta\omega)]^2 + [R(\tau)\sin(\omega_{\text{пр}} + \Delta\omega)]^2} \equiv R(\tau), \tag{2.3}$$

яка забезпечує розрахунки без огляду на доплерівський зсув частоти.

На рис. 2.1 подано саме такий варіант виділення обвідної кореляційної функції сигналу НР.

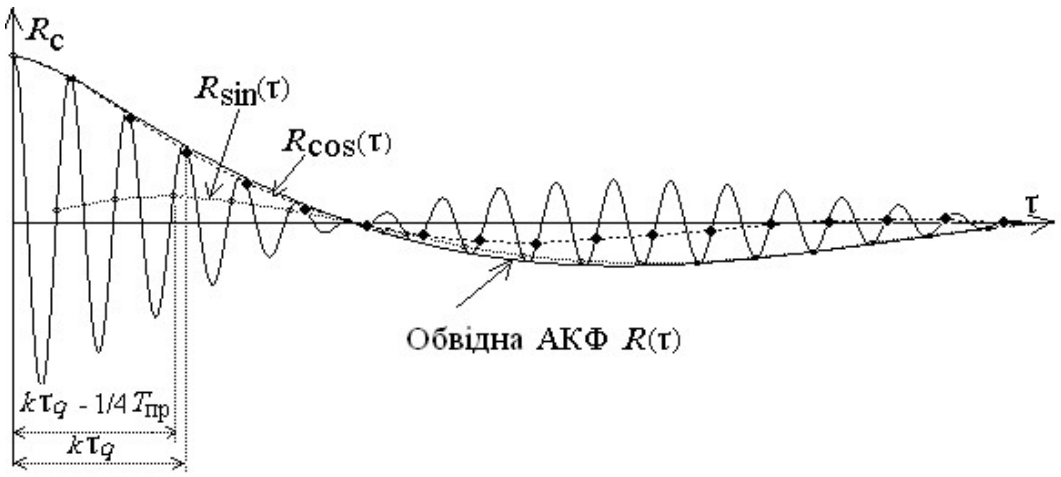


Рисунок 2.1 – Процес виділення обвідної АКФ
за рахунок квадратурної обробки сигналу розсіяння

Щоб підвищити ефективність розрахунку параметрів іоносфери, особливо у випадку одночасного дослідження її стану на різних висотних рівнях, передбачають кілька режимів роботи радара НР.

У основному відмінності між цими режимами пов'язані зі зміною параметрів імпульсу зондування, а саме – його довжиною, формою обвідної, частотою випромінювання, періодом повторювання імпульсів, розташуванням дискретних елементів усередині імпульсу і т. д.

Детальний аналіз потенційних можливостей радара НР у випадку варіювання структурою сигналів зондування подано в попередніх розділах. Нижче буде розглянуто [4], якими особливостями характеризується робота елементів системи оброблення (кореляторів і комп'ютерних обчислювачів) при різних режимах випромінювання, а саме:

- при зондуванні іоносфери довгим ($T_і \cong 800$ мкс) радіоімпульсом з частотою повторювання $F_п = 25$ Гц;
- при використанні групи, що складається зі спарених коротких елементів довжиною по 130 мкс кожний, які від випромінювання до випромінювання змінюють взаємне положення усередині групи;
- при зондуванні складеним імпульсом, що одночасно містить довгий і короткий елементи, що сформовані на різних частотах.

2.2. Апаратурні особливості корелятора при випромінюванні радіоімпульсу зондування великої довжини (схемне рішення №1)

Режим, при якому в іоносферу випромінюється радіоімпульс зондування $U_з$ значної (T_i = 0,8 ÷ 1,0 мс) стосовно товщини іоносферних шарів довжини [1] (надалі – довгий імпульс), звичайно використовується для визначення параметрів іоносфери на дальніх, до 1000–2000 км, висотах. Правда, навіть з урахуванням сучасної енергетики радарів НР параметри іоносфери на цих відстанях можна одержувати лише у випадку вертикальної орієнтації променя. Виходячи з цього, протяжність розгортки $T_п = 1/F_п$ звичайно вибирається такою, щоб мати можливість оброблення результатів ще з більших відстаней, до 3000 км, корисність яких в тому, що через відсутність сигналу розсіяння тут можна оцінити адитивні добавки у вигляді складових шумів.

Подібний варіант зондування, коли за рахунок подовження радіоімпульсу максимально збільшується випромінювана енергія, викликано бажанням щонайбільше підняти відношення сигнал/шум для можливості дослідження верхніх іоносферних шарів. При цьому потрібно задовольнятися погіршеним висотним розрізненням, яке сягає значень $\Delta h = cT_i/2 \cong 120…150$ км. Рятує ситуацію, однак, та обставина, що подібне розрізнення в більшості випадків є прийнятним, оскільки на цих відстанях має місце відносно мала зміна значень параметрів з висотою.

На рис. 2.2 показані часові залежності амплітуди прийнятих відеосигналів при реалізації такого режиму випромінювання імпульсів зондування.

Ще одною перевагою застосування довгого радіоімпульсу є можливість розрахунку АКФ сигналу НР на значному інтервалі затримок τ, що дозволяє спостерігати два і більше нульових значень цієї експериментальної кривої. Ця особливість сприяє надійній ідентифікації АКФ на фоні модельних функцій, які задаються за допомого теоретичних розрахунків (рис. 2.3), а також сприяє мінімізації похибок у випадку подальших Фур'є-перетворень цієї кривої.

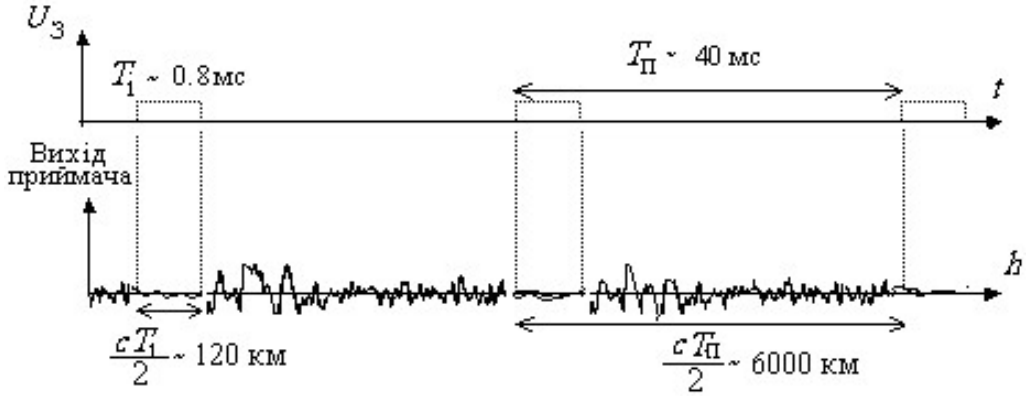


Рисунок 2.2 – Часові залежності при випромінюванні та прийманні сигналів

Рисунок 2.3 – Вигляд експериментально отриманих АКФ на фоні теоретично розрахованих при випромінюванні довгого імпульсу зондування

У режимі випромінювання довгого імпульсу [4] період дискретизації вхідного сигналу в часі вибрано для значень $\tau_q \approx 30$ мкс, що відповідає зміні приблизно на 4,5 км положення імпульсу при його просуванні вздовж напрямку зондування. Прийнята суміш $x(t)$ як сигналу розсіяння, так і адитивного шуму надходить з виходу АЦП на пристрій оброблення, до 19-канального корелятора. Вважається, що після випромінювання в моменти часу t_k цифровані значення несуть в собі інформацію про сигнал розсіяння з ділянок дальності довжиною $\Delta h = cT_i/2$, які мають центри на висотах $h_k = ct_k/2$; $k = 1, 2, \ldots, T_П/\tau_q$.

При такому виборі кроку квантування ($\tau_q < T_i$) сусідні цифрові значення сигналу, що надходять для оброблення, виявляються взаємозалежними (корельованими) через те, що утворені розсіювачами, які знаходяться всередині пересічних іоносферних об’ємів. Цей кореляційний зв’язок зменшується зі збіль-

шенням відстані $k\tau_q$ між відліками і зникає (з оглядом на інерційність смугового фільтру приймача) у випадку $k\tau_q \geq T_{\text{і}}$.

Процес перетворення сигналу під час розрахунку статистичних характеристик (автокореляційних функцій) прийнятої суміші сигнал+шум ілюструється схемою корелятора харківського радара НР, наведеною на рис. 2.4.

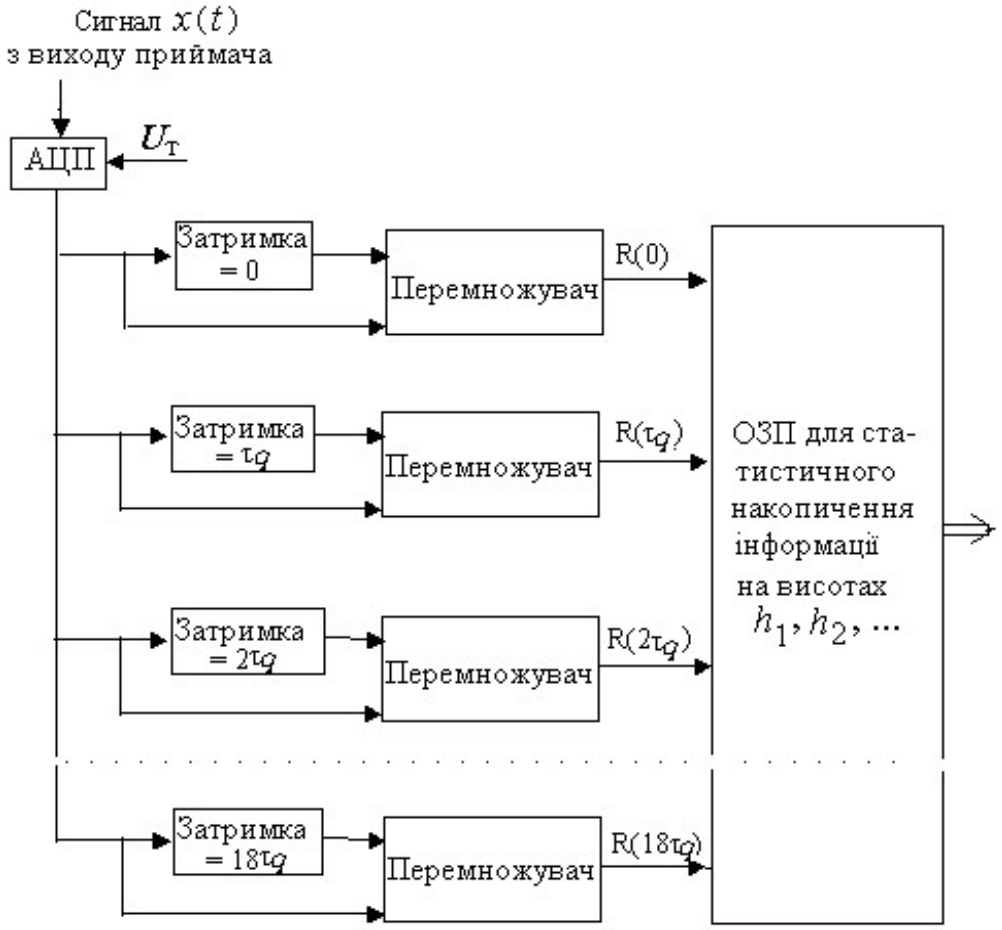


Рисунок 2.4 – Структура корелятора (схемне рішення №1)

Ця схема відображує наступний алгоритм перетворення даних.

Сигнал $x(t)$ з виходу приймача впродовж кожної розгортки одночасно подається на усі $K = 19$ каналів корелятора. У кожному з цих каналів відбувається перемноження прямих і затриманих сигналів, в результаті чого утворюються ординати АКФ вигляду

$$R_{\text{с+ш}}^{(m)}(k\tau_q, h_i) = x^{(m)}(t_i) \cdot x^{(m)}(t_{i-k}), \quad k = 0, 1, 2, ..., 18. \qquad (2.4)$$

Тут k – номер кореляційного каналу; $i = 1, 2, ...$; i – індекс (номер) висотного шару h_i іоносфери протяжністю $c\tau_q/2$; $T_{\text{п}}/\tau_q$ – кількість шарів, для кожного

з яких в ОЗП корелятора передбачено місця для запису та адитивного накопичення результатів розрахунку ординат у кожній m-й радіолокаційній розгортці дальності.

За час $T_{\text{с}}$ сеансу накопичення можна здійснити $M = T_{\text{с}}/T_{\text{п}}$ циклів випромінювання імпульсів зондування. З огляду на те, що за цей час стан іоносфери в досліджуваному висотному інтервалі приймається як незмінний (квазістаціонарний), то відповідно до формули

$$R^{\Sigma}_{\text{с+ш}}(k\tau_q, h_i)\Big|_{\substack{k=0,1,2,\ldots,18 \\ i=1,2,\ldots,I}} = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M} R^{(m)}_{\text{с+ш}}(k\tau_q, h_i)\ , \qquad (2.5)$$

в ОЗП буде накопичено результат, який складається з розподілених уздовж висоти ординат АКФ. При цьому слід зазначити, що інтегрування значень відеосигналу впродовж M розгорток радіолокатора в часі сприяє зменшенню похибок $\Delta R_{\text{с+ш}}$ визначення ординат відповідно до формули [5]

$$\Delta R_{\text{с+ш}} = \pm\frac{R_{\text{с}} + R_{\text{ш}}}{\sqrt{M}}\ . \qquad (2.6)$$

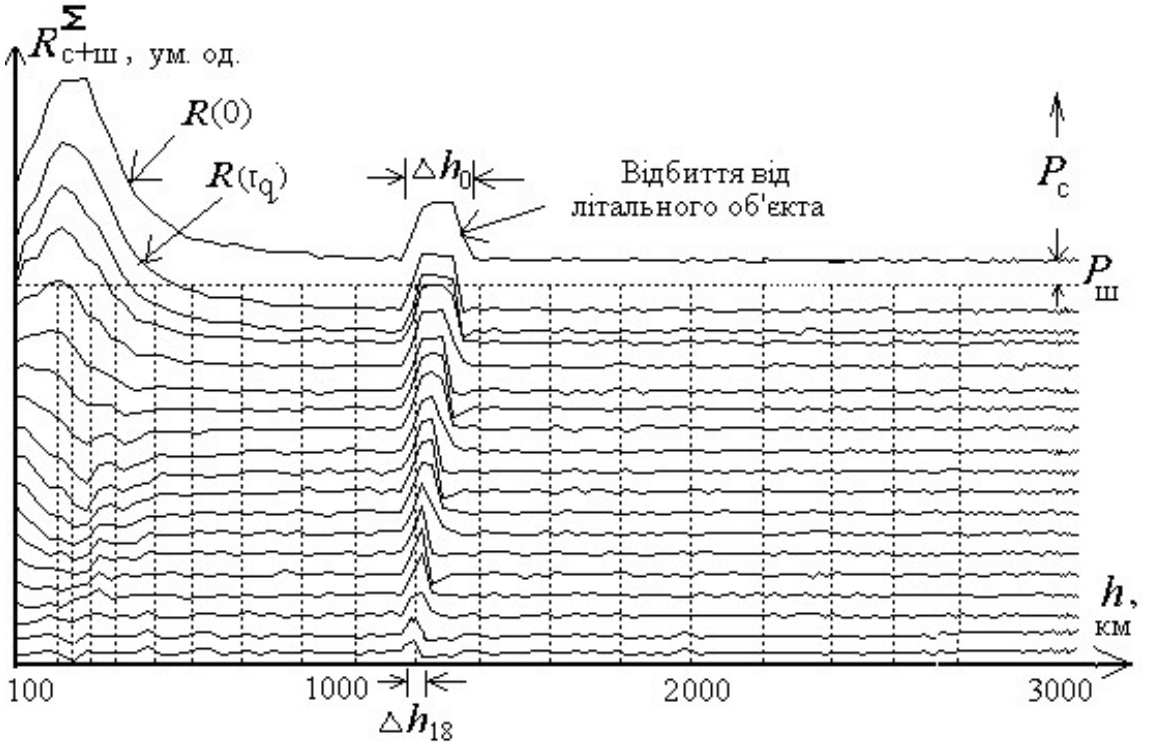


Рисунок 2.5 – Висотний розподіл ординат АКФ з сигналом відбиття на висоті 1200 км

Інформація про характер висотного розподілу експериментальних значень АКФ, яка накопичена в ОЗП по завершенню сеансу тривалістю $T_{\text{с}} = 15$ хв., може мати вигляд, поданий на рис. 2.5.

Вигляд цих кривих являє собою значення 19 ординат АКФ, причому кожна ордината отримана під час стробування інформації за дальністю через 4,5 км. Висотне розрізнення зростає від $\Delta h_0 = c\dfrac{T_{\text{і}}}{2} \cong 120$ км [відліки вздовж першої лінії $R^{\Sigma}_{\text{С+Ш}}(0)$] до $\Delta h_{18} = c\left(\dfrac{T_{\text{і}}}{2} - \dfrac{18\tau_q}{2}\right) \cong 36$ км [відліки вздовж останньої лінії $R^{\Sigma}_{\text{С+Ш}}(18\tau_q)$].

2.3. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №2)

Для можливості розрахунку ще одного параметру іоносфери – радіальної складової швидкості переносу іоносферної плазми – необхідно внести зміни в структуру корелятора, як це показано на рис. 2.6 (розглядається випадок, коли немає можливості щодо збільшення числа кореляційних каналів, тому наявні 20 каналів розділяються на дві групи).

Пристрій оброблення, зображений на цьому рисунку [4], дозволяє здійснювати перетворення сигналу НР, який надходить із приймача радіолокатора на проміжній частоті, уже за допомогою двох груп каналів, між якими в чверть періоду $T_{\text{пр}}$ тактової серії є різниця в часі квантування. За рахунок ткого рознесення можна одержати вже дві складові автокореляційної функції – як синфазну $r_{\cos}$, так і квадратурну $r_{\sin}$ компоненти (рис. 2.7).

Дане схемне рішення за рахунок ортогональності каналів і при використанні виразу (2.3) дозволяє з залученням цих складових розрахувати обвідну АКФ і в той же час визначити параметри руху плазми (див. методику розрахунку швидкості плазми в підрозд. 2.6).

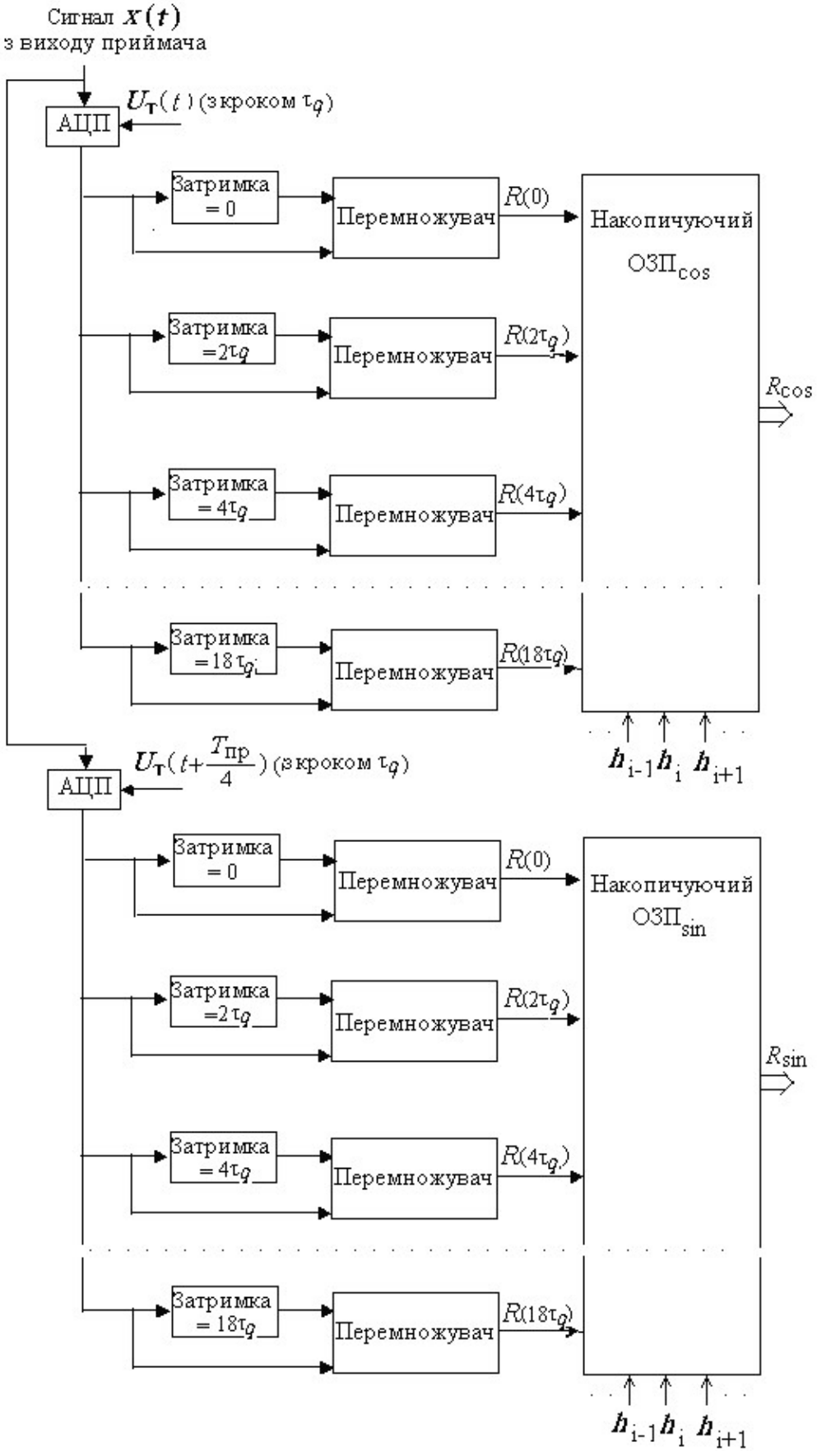


Рисунок 2.6 – Структура корелятора (схемне рішення №2)

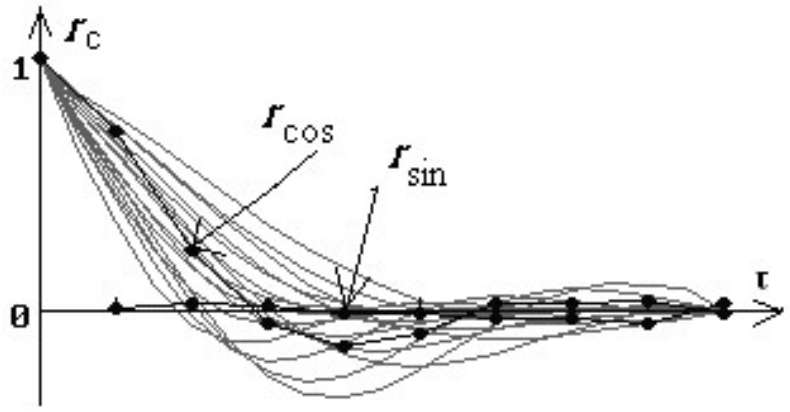


Рисунок 2.7 – Квадратурні компоненти АКФ сигналу НР на фоні бібліотечних

Недоліком цього режиму є занадто мале число каналів у діючому кореляторі, у результаті чого крок із затримки необхідно збільшувати вдвічі, до $2k\tau$ при $k = 0, 1, \ldots, 8$. У той же час такий підхід збільшує ступінь невизначеності при ідентифікації експериментальних АКФ, тому що при розв'язанні зворотної задачі розсіяння є набагато більше варіантів помилитися при ідентифікації експериментальних КК на фоні розрахованих теоретичних функцій.

Висотний розподіл ординат кореляційної функції сигналу НР при такому варіанті оброблення має вигляд, поданий на рис. 2.8.

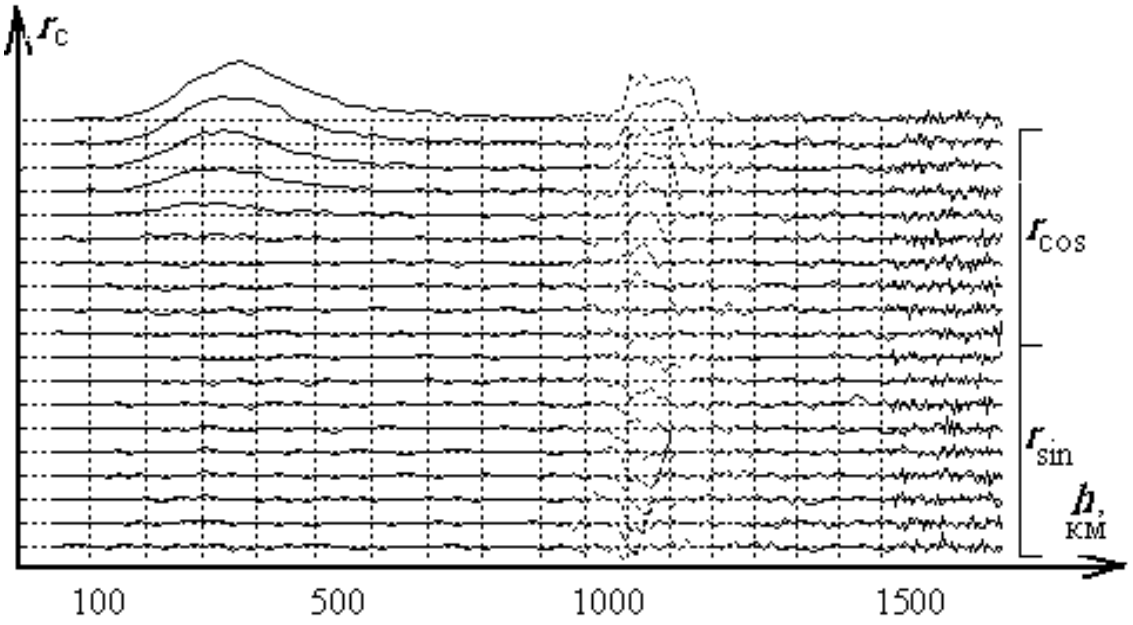


Рисунок 2.8 – Висотний розподіл квадратурних компонентів АКФ сигналу НР для випадку використання довгого зондувального радіоімпульсу

2.4. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №3)

У зв'язку зі значно збільшеною в останній час продуктивністю промислових комп'ютерів і появою розгалуженого програмного забезпечення стала можливою реалізація більш складних пристроїв кореляційного оброблення, які вводяться до складу радіолокаційних систем і здатні видавати інформацію в реальному масштабі часу. На рис. 2.9 наведена схема такого 4-канального корелятора, що використовується в структурі харківського радара НР. Кожен його канал скомпоновано на базі ПК і мікропроцесорних схем.

Особливість режиму функціонування даного корелятора полягає в наступному [4].

Сигнал $x(t)$, що надходить від приймача, проходить синхронне детектування і розділяється на дві квадратурні компоненти [1]:

$$A_x(t) = A(t)\cos\varphi(t),$$
$$A_y(t) = -A(t)\sin\varphi(t), \tag{2.7}$$

де $A(t)$ – комплексна амплітуда.

Сигнали $A_x(t)$ і $A_y(t)$ після перетворення в АЦП надходять у канали корелятора, в яких розраховуються синфазні

$$R_{xx}(t,\tau) = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}[A_x(t)]^{(m)}\cdot[A_x(t+\tau)]^{(m)};$$
$$R_{yy}(t,\tau) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}[A_y(t)]^{(m)}\cdot[A_y(t+\tau)]^{(m)} \tag{2.8}$$

і квадратурні

$$R_{xy}(t,\tau) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}[A_x(t)]^{(m)}\cdot[A_y(t+\tau)]^{(m)};$$
$$R_{yx}(t,\tau) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}[A_y(t)]^{(m)}\cdot[A_x(t+\tau)]^{(m)} \tag{2.9}$$

компоненти АКФ, що накопичуються впродовж сеансу, який складається з M циклів випромінювання імпульсів зондування. Синфазні компоненти являють собою автокореляційні функції, а квадратурні компоненти – взаємно кореляційні функції сигналів на виходах квадратурних каналів.

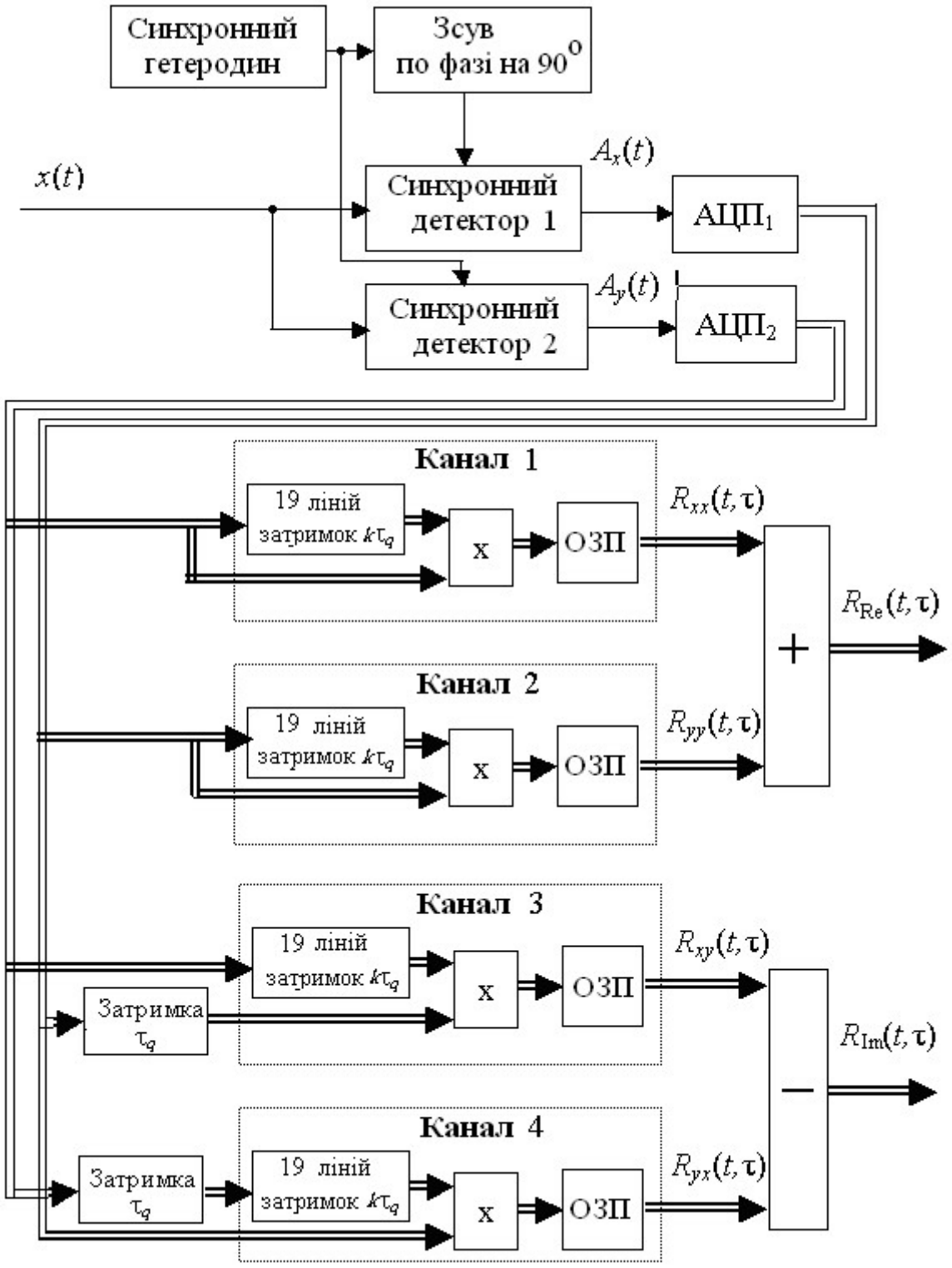


Рисунок 2.9 – Структура корелятора (схемне рішення №3)

На базі цих компонентів утворюються дійсна:

$$R_{\mathrm{Re}}(t,\tau)=[R_{xx}(t,\tau)+R_{yy}(t,\tau)]/2 \qquad (2.10)$$

та уявна:

$$R_{\mathrm{Im}}(t,\tau)=[R_{xy}(t,\tau)-R_{yx}(t,\tau)]/2 \qquad 2.11)$$

складові парних вибірок сигналу.

Отриманий набір цих кореляційних функцій дозволяє реалізувати низку операцій, до яких відносять такі.

1. Розрахунок обвідної АКФ сигналу НР за допомогою виразу

$$R(t,\tau)=\sqrt{[R_{\mathrm{Re}}(t,\tau)]^2+[R_{\mathrm{Im}}(t,\tau)]^2} \qquad (2.12)$$

для її використання в процедурах розв'язання зворотної задачі.

2. Оцінка упорядкованого (у тому числі через дію зовнішніх сил) руху плазми в об'ємі розсіяння, який викликає доплерівський зсув $\pm\Delta f$ спектру сигналу НР відносно центральної частоти f_0 (рис. 2.10).

3. Розрахунок дійсної S_{Re} і уявної S_{Im} частин спектру сигналу НР, за якими визначається асиметрія спектру $\pm\Delta S$ і розраховуються пов'язані з цією асиметрією струми в плазмі.

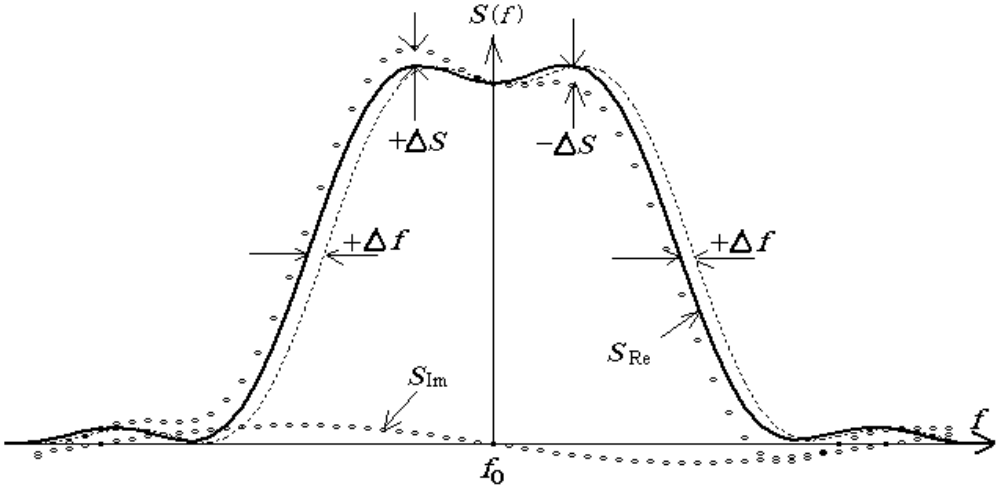


Рисунок 2.10 – Варіанти зміни форми спектру сигналу НР за наявності дрейфу плазми і струмів у плазмовому середовищі

2.5. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №4)

Даний підрозділ присвячено отриманню при випромінюванні довгого радіоімпульсу висотного розподілу АКФ сигналу розсіяння одночасно у вигляді основних і дзеркальних складових.

Вище було сказано, що для вимірювання АКФ, як правило, використовують пристрої, які отримали назву кореляторів. Якщо вони здійснюють одночасний (паралельний) кореляційний аналіз, то мають назву багатоканальних пристроїв реального часу. У кожному із їхніх n каналів (за номерами $k = 0, 1, 2, ..., n-1$) розраховуються миттєві значення ординат автокореляційної функції $R(k\tau)$ кожна для своїх фіксованих затримок $k\tau_q = 0, \tau_q, 2\tau_q, ..., (n-1)\tau_q$, де τ_q – крок за затримкою (елементарний часовий зсув), який вибирається з оглядом на фізичні особливості іоносферної плазми.

Такий розрахунок відбувається послідовно для всіх поточних ділянок, що мають центри на висотах (дальностях) $h = ct/2$ (де t – часова затримка сигналу на радіолокаційній розгортці відносно моменту випромінювання радіоімпульсу, а c – швидкість світла). Кількість ординат (каналів) n залежить від довжини $T_\text{і}$ радіоімпульсу зондування (який на практиці має прямокутну обвідну), а також кроку τ_q, який вибирається з оглядом на фізичні особливості іоносферної плазми.

Наприклад, пристрій радіолокатора Інституту іоносфери (вертикально орієнтований промінь) розраховує до $n = 20$ ординат АКФ [4], при цьому для радіозондування плазми в метровому діапазоні радіохвиль (частота $f_0 = 158$ МГц) елементарний зсув прийнято за величину $\tau_q \approx 30$ мкс. У результаті цього довжина радіоімпульсу зондування, що задається із співвідношення $T_\text{і} \geq n\tau_q$, вибрана близько 660 мкс. Це значення дає можливість перекрити досліджуваний інтервал кореляції флуктуацій електронної концентрації для даного діапазону

висот (100–1000 км) і частоти f_0, тобто дозволяє отримати АКФ на достатньому інтервалі кореляційних затримок. Довжина радіоімпульсу зондування при цьому задає висотне розрізнення $\Delta H = cT_{\text{і}} / 2 = 100$ км.

Радіолокатор обсерваторії Хайстек (США), у свою чергу, для зондування використовує дециметровий діапазон (f_0 = 440 МГц). При цьому задано значення $\tau_q = 12$ мкс, а значить – є можливість користуватися коротшим радіоімпульсом, довжина якого за тієї ж кількості ординат АКФ відповідає висотному розрізненню до ΔH = 36 км.

Розрахунок ординат АКФ у кореляторі в кожному з його k каналів відбувається відповідно до виразу

$$R(k\tau, h) = \int_{\Delta T} U(t) \cdot U(t - k\tau_q) dt, \qquad (2.13)$$

де $U(t)$ і $U(t - k\tau)$ – основний і затриманий сигнали розсіяння, що поступають в корелятор від ділянок з центрами на висотах h. Результати для кожної ділянки накопичуються від розгортки до розгортки впродовж часу $T_{\text{С}}$.

Особливістю такого режиму обробки є то, що хоч пристрій і дає можливість для отримання максимально можливого висотного розрізнення ΔH, проте не забезпечує задовільну статистичну точність результату. Справа в тому, що сигнал розсіяння, який характеризується як випадковий процес, приймається на фоні космічних та апаратурних шумів, і відношення сигнал/шум часто (а для висот вище 500 км практично завжди) значно менше за одиницю. І хоч радари НР використовують антени з поверхнями в тисячі квадратних метрів, потужні (мегавати) передавачі, надчутливі приймачі, проте без шляхів покращення статистичного підходу надійність даних все ж залишається низькою.

Ще один з варіантів обробки полягає в наступному. Він також використовує низку паралельно працюючих кореляційних каналів, кожний з яких складається з лінії затримки та перемножувача, і при цьому реалізує одночасне обчислення всіх ординат АКФ у реальному часі. У цьому способі з метою покращення статистичної точності також погоджуються на погіршення часового розрізнення, накопичуючи n ординат АКФ в пам’яті ОЗП впродовж m розгорток

(утворюючи сеанси тривалістю від декількох до десятків хвилин) для кожної ділянки на висоті $h = ct/2$ згідно з виразом

$$R^{(i)}(k\tau, h) = U^{(i)}(t) \cdot U^{(i)}(t - k\tau);$$
$$k = 0, 1, ..., (n-1); \qquad (2.14)$$
$$i = 1, 2, ..., m.$$

Після закінчення сеансу з метою підвищення статистичної точності проводять ще й додаткову вторинну обробку. Суть її в тому, що після аналізу інформації та сортування ординат проводять їх складання (усереднення) вздовж виділених висотних дялянок.

Недоліком цього методу є те, що підвищення статистичної точності фактично досягається за рахунок погіршення висотного розрізнення, а це в методі НР не бажано, особливо при дослідженні процесів в тонких іоносферних шарах. Ще й видача кінцевого результату відсувається на деякий термін, тобто корелятор перестає працювати в режимі реального часу. Унеможливлюється оперативний аналіз стану іоносфери, коли рішення треба приймати миттєво під час реєстрації швидкоплинних процесів в іоносферній плазмі (для фіксації ефектів від вибухів, землетрусів, запусків ракет, від дії сонячного термінатору, магнітних збурень та ін.).

В основу функціонування нової структури корелятора поставлено задачу по видачі результатів не тільки в реальному часі, але й при підвищеній статистичній точності обчислень, яка для цього не викликає потреби в подальшому об'єднанні результатів на декількох висотних ділянках. Суть роботи такого корелятора є наступною [6–8].

Якщо розглядати особливості поведінки елементів випадкового ряду, який відображує стаціонарний процес, то відомо, що його АКФ є парною (дзеркальною). Для отримання автокореляційної функції в цьому випадку не має значення, як відбувається перемножування відліків сигналу, тобто по відношенню до поточного елемента ряду $U(t)$ все одно, де знаходиться його пара – зліва, тобто

$U(t-k\tau)$, чи справа, тобто $U(t+k\tau)$, результат накопичення цих множень у часі буде статистично однаковий. Що ж до некогерентно розсіяного іоносферою сигналу, то його відліки впродовж висотних ділянок відображують поведінку вже нестаціонарного процесу, який зв'язаний зі зміною з висотою параметрів іоносфери, тобто в цьому випадку АКФ буде непарною. А отже, розрахувавши основну і дзеркальну АКФ, ми гарантуємо, що вони будуть відноситися до однієї і тієї ж висотної ділянки протяжністю ΔH. Але при цьому вони статистично доповнять одна одну, і так як охоплюють різні частини цієї ділянки, то додатково відбувається ще й врахування форми профілю сигналу НР.

Цю особливість розрахунків наглядно демонструє наведене на рис. 2.11 графічне зображення процесу імпульсного зондування (на рис. 2.11 і 2.12 затримка τ_q зображена як τ). На цьому рисунку ілюструється, як просувається радіоімпульс зондування довжиною T_i в іоносфері на фоні профілю сигналу НР (у даному випадку – по вертикалі). Прийняті в моменти часу ($t \pm k\tau_q$) відліки сигналу U прив'язані кожний до свого конкретного висотного положення радіоімпульсу. Ці положення вздовж висоти для наочності додатково поділені ще й на елементи h_i, зв'язані з періодом тактування АЦП серією $U(t)$. Їх кількість (в даному випадку $n = 4$) визначає кількість ординат АКФ, які в даному випадку можна отримати.

При такому підході можна спостерігати, що кожне миттєве значення прийнятої напруги $U(t \pm k\tau_q)$ є суперпозицією елементарних сигналів, некогерентно розсіяних плазмою від ряду цих висотних елементів на своєму інтервалі (ділянці) ΔH (розташовані вздовж вертикалі забарвлені прямокутники).

Для прикладу розглянемо момент, коли положення радіоімпульсу зондування збігається з висотами від h_4 до h_7 (штрихове забарвлення).

Для цього моменту часу корелятор згідно з формулою (2.14) може миттєво видати значення ординат АКФ сигналу розсіяння, які пов'язані з елементами, що відносяться тільки, в основному, до нижньої частини ділянки протяжністю

h_4 … h_6. Це тому, що відповідно до теорії розсіяння корелюють тільки розташовані на одній висоті складові, які входять до відліків від $U(t-3\tau_q)$ до $U(t)$.

Треба відмітити, що сигнали у вигляді складових від нижніх елементів (h_1 … h_3) через те, що відстань до них більше дебаєвського радіусу екранування, після перемножування з сигналом $U(t)$ від центрального імпульсу обов'язково дадуть тільки некорельований шум.

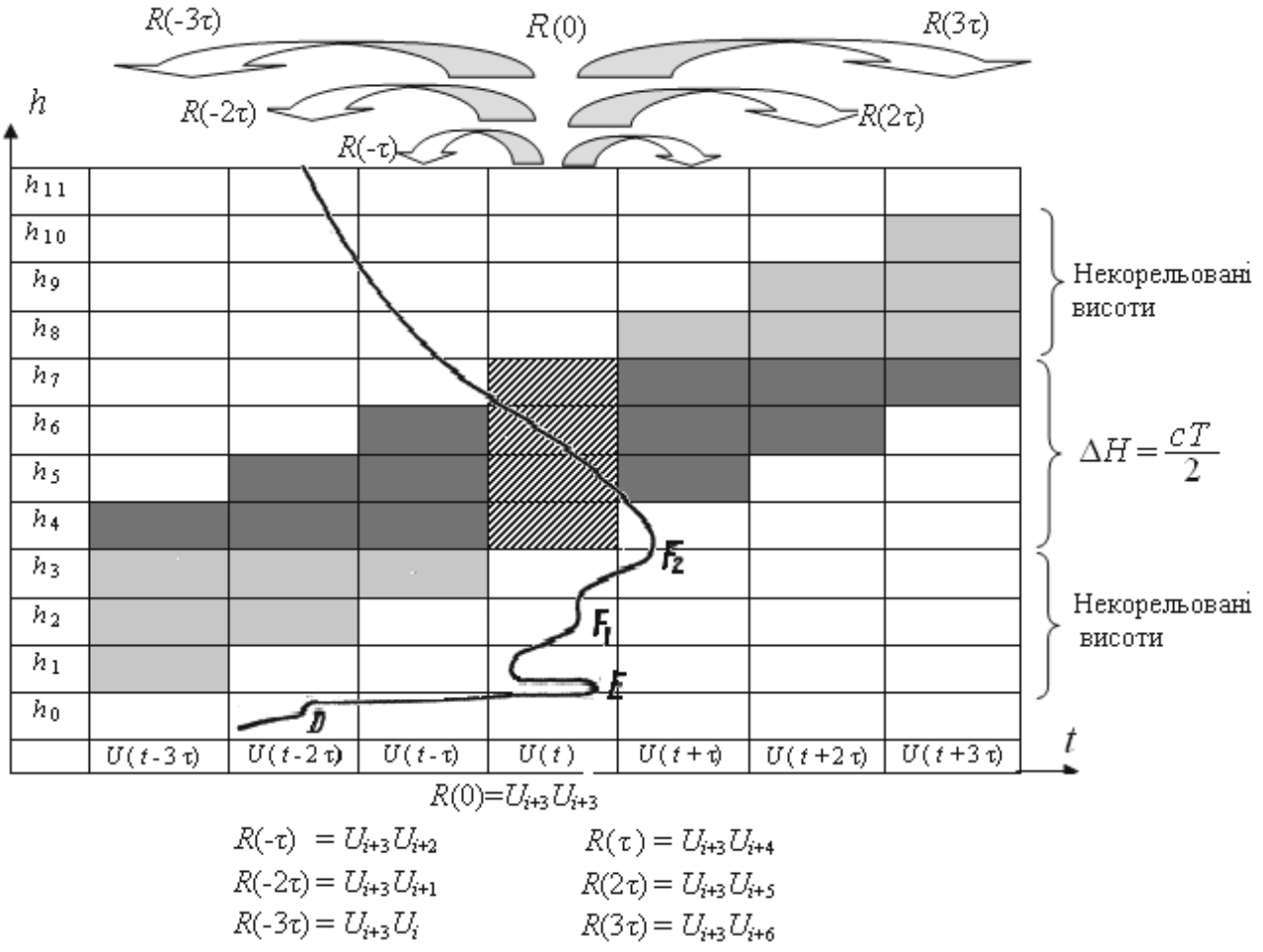


Рис. 2.11 – Процедура отримання основних та дзеркальних значень ординат АКФ

Пропозиція, як було сказано вище, зводиться до того, щоб одночасно використовувати ще й інші результати множення. Їх можна отримати, якщо додатково перемножувати $U(t)$ з відліками від $U(t+\tau_q)$ до $U(t+3\tau_q)$ згідно з виразом

$$R_1(k\tau_q, h) = U(t)\cdot U(t+k\tau_q). \qquad (2.15)$$

При цьому буде отримана корисна інформація від задіяної верхньої частини тієї самої ділянки (висотні елементи h_5 … h_7), і при цьому свій некорельований шум від висотних елементів (h_8 … h_{10}).

Корелятор, який за рахунок введення додаткових кореляційних каналів і схем складання результатів може виконувати такі дії, зображено на рис. 2.12.

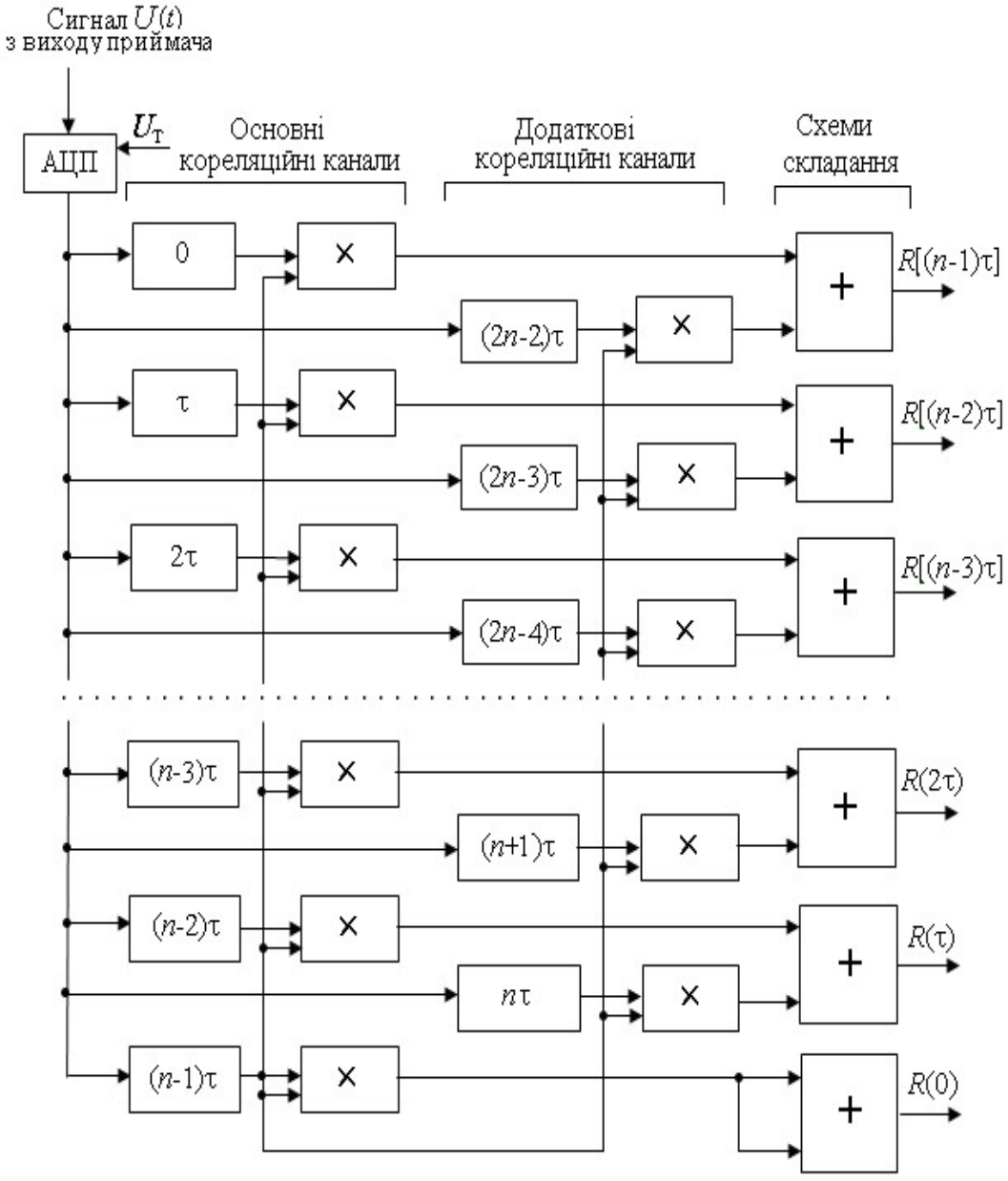


Рисунок 2.12 – Структура корелятора (схемне рішення №4)

Таким чином, щоб реалізувати удосконалений спосіб обчислення автокореляційної функції сигналу НР за допомогою пристрою, що здійснює паралельний кореляційний аналіз у реальному часі, необхідно проводити зондування іо-

носфери радіоімпульсом з прямокутною обвідною і довжиною $T_{\text{і}} \geq n\tau_q$. При цьому на виході всіх *n* паралельних каналів пристрою відносно поточної висотної ділянки протяжністю $\Delta H = cT_{\text{і}}/2$, що має центр на дальності (висоті) $h = ct/2$, будуть одночасно присутні значення ненормованих ординат автокореляційної функції, які пристрій розраховує згідно з виразом

$$R_1(k\tau_q, h) = U(t) \cdot U(t - k\tau_q); \;\; k = 0,1,2,...,n-1, \tag{2.16}$$

де $U(t)$ – квантовані (цифрові) значення сигналу розсіяння, що надходять з АЦП з кроком τ, який задає тактова серія U_T.

У той же час новий багатоканальний пристрій для тієї ж ділянки з центром на висоті h має змогу розраховувати ще й допоміжні значення ординат АКФ згідно з виразом

$$R_2(k\tau_q, h) = U(t) \cdot U(t + k\tau_q) \tag{2.17}$$

за рахунок введення до нього *n* додаткових кореляційних каналів. При цьому буде отримана корисна інформація від тієї ж висотної ділянки ΔH на профілі (темний колір справа), а також і некорельований шум, але вже від висотних елементів вище.

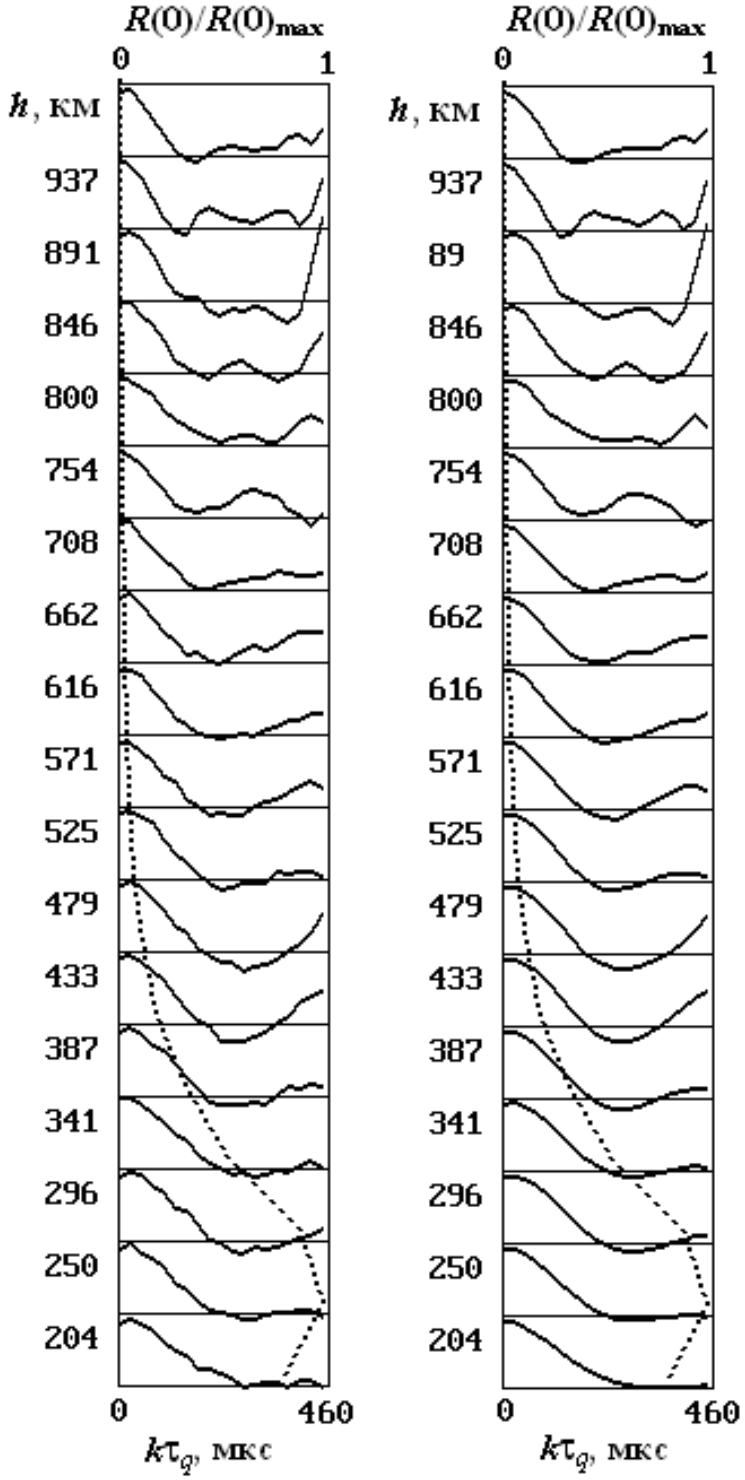
Отримані значення однойменних ординат поступають на схеми складання, тобто вихідний результат в новій структурі корелятора буде наступний:

$$R(k\tau_q, h) = R_1(k\tau_q, h) + R_2(k\tau_q, h). \tag{2.18}$$

Оскільки результати двох таких перемножувань згідно виразів (2.14) і (2.15) практично незалежні, складання цих однойменних ординат призведе до поліпшення статистики обчислень, що еквівалентне збільшенню тривалості сеансу $T_{\text{с}}$ вдвічі, особливо при $\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} << 1$.

На рис. 2.13 представлені нормовані АКФ НР сигналу для ряду висот іоносфери, обчислені із застосуванням виразів (2.14) і (2.16–2.17). Тут же приведено нормований висотний профіль потужності НР сигналу (точкова лінія). Трива-

лість сеансу вимірювань становила T_c = 1 хв, використано 16 ординат АКФ (k = 0 ... 15) з кроком по затримці τ_q = 30,555 мкс. З малюнка явно видно перевагу запропонованого способу кореляційної обробки – у другому випадку більша гладкість ліній на графіках КК.



а *б*

Рисунок 2.13 – Порівняння результатів обчислень висотного розподілу АКФ НР сигналу, отриманих з використанням основних (*а*) і дзеркальних (*б*) ординат

Таким чином, розглянутий спосіб кореляційної обробки шумоподібного сигналу і структура багатоканального корелятора для реалізації розрахунку висотного розподілу ординат АКФ НР сигналу дають можливість до $\sqrt{2}$ разів зменшити статистичну похибку АКФ без погіршення роздільної здатності за висотою і часом. Також зменшується похибка, пов'язана із зсувом центрів елементів вибірок НР сигналу, що корелюють, при відмінних від нуля аргументах АКФ, що дає можливість врахувати форму висотного профілю сигналу НР.

2.6. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №5)

Даний підрозділ присвячено розгляду питання щодо зменшення похибок обчислення ординат АКФ за рахунок значного збільшення кількості відліків на вхідному сигналі розсіяння.

Деякі параметри іоносферної плазми, зокрема її швидкість, розраховуються із використанням двох складових АКФ. Для визначення ортогональних ординат кореляційних функцій сигналу розсіяння в радіоприймальному тракті виділяються ортогональні сигнали в двох квадратурних каналах шляхом затримки одного з сигналів на проміжній частоті відносно іншого та подальшого синхронного детектування з перенесенням спектрів в область низьких частот або використовується високочастотне заповнення АКФ, якщо здійснюється обробка сигналу на проміжній частоті.

У всіх випадках сигнали з виходів квадратурних каналів трансформуються в цифровий код за допомогою двох АЦП, що синхронізуються загальним імпульсом тактування з частотою $f_т$ (див. рис. 2.9). У системі обробки сигнали стробуються протягом радіолокаційної розгортки, що задає положення ділянок з об'ємами розсіяння згідно радіолокаційній затримці *t*. Це відповідає тому, що ділянки вздовж променя радара мають центри на висотах $h = ct/2$.

Для однієї із таких ділянок на рис. 2.14 наведено результат моделювання двох складових АКФ, які відображають характер некогерентного розсіяння для

основного (косинусного) (*а*) та ортогонального (синусного) (*б*) каналів системи кореляційної обробки. Сигнал $U(t)$ на проміжній частоті $f_{\text{пр}}$ одночасно проходить через ці канали. Косинусна та синусна складові $R_0(\tau)\cos(2\pi f_{\text{пр}}\tau)$ і $R_0(\tau)\sin(2\pi f_{\text{пр}}\tau)$ демонструють заповнення АКФ (з внесенням деякої доплерівської добавки частоти сигналу, яка відповідає відмінній від нуля швидкості руху плазми), а $R_0(\tau)$ є їх узагальнюючою обвідною.

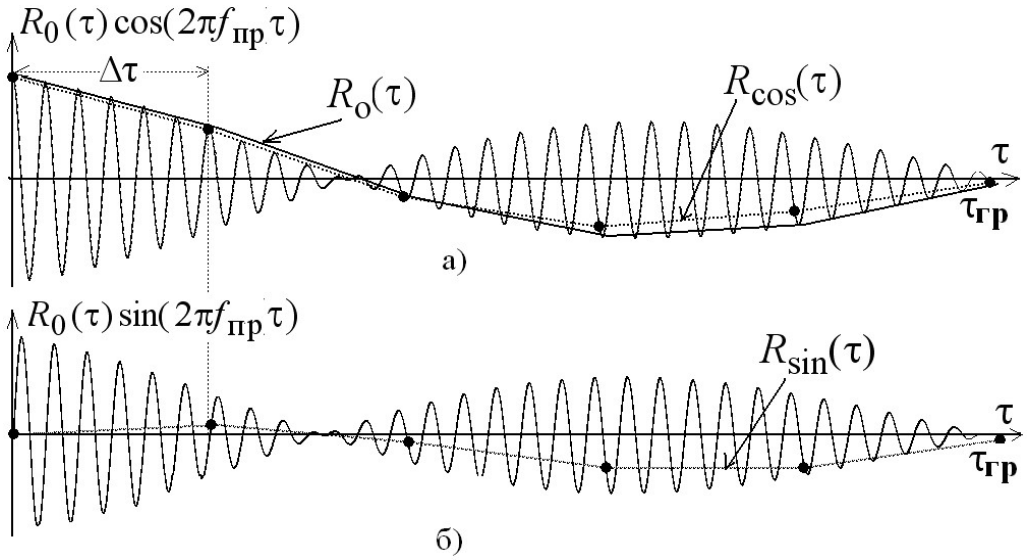


Рис. 2.14 – Ортогональні складові АКФ сигналу розсіяння
та їх цифрові значення на виході корелятора (точки)

В результаті обчислень в кореляторі отримаємо ортогональні складові АКФ $R_{\cos}(\tau)$ і $R_{\sin}(\tau)$, що використовуються для подальших обчислень параметрів іоносферної плазми. Тут $\tau = k \cdot \tau_q$ – дискретні аргументи кореляційної функції, де τ_q, як було сказано вище, – крок по кореляційній затримці, величина якої забезпечує синхронну вибірку відліків сигналу.

Ця покрокова затримка τ_q зазвичай є значно більшою за період сигналу на проміжній частоті. Так, радар НР Інституту іоносфери при зондуванні іоносфери в метровому діапазоні радіохвиль (робоча частота радара $f_0 = 158$ МГц) до останнього часу використовував крок по затримці $\tau_q \approx 30$ мкс, що на інтервалі затримок від нуля до заданого граничного значення (до появи другого нуля АКФ) $\tau_{\text{гр}} = 600$ мкс дозволяло в реальному часі отримати лише

$N = \tau_{\text{гр}} / \tau_q = 20$ ординат АКФ [4]. Це давало можливість охопити найбільш інформативну частину АКФ на інтервалі затримок від 0 до $\tau_{\text{гр}}$. Раніше отримати ординати більш щільно було недосяжно із-за недостатньої швидкодії обчислювальних систем. Збільшення ж щільності є необхідним для досліджень верхньої частини іоносфери, у районі висот 1000 км і вище, оскільки в цьому випадку форма АКФ поступово звужується (рис. 2.15). У результаті цього інформативна частина АКФ представляється дуже малою кількістю ординат, що в процесі їх подальшого використання призводить до значних похибок.

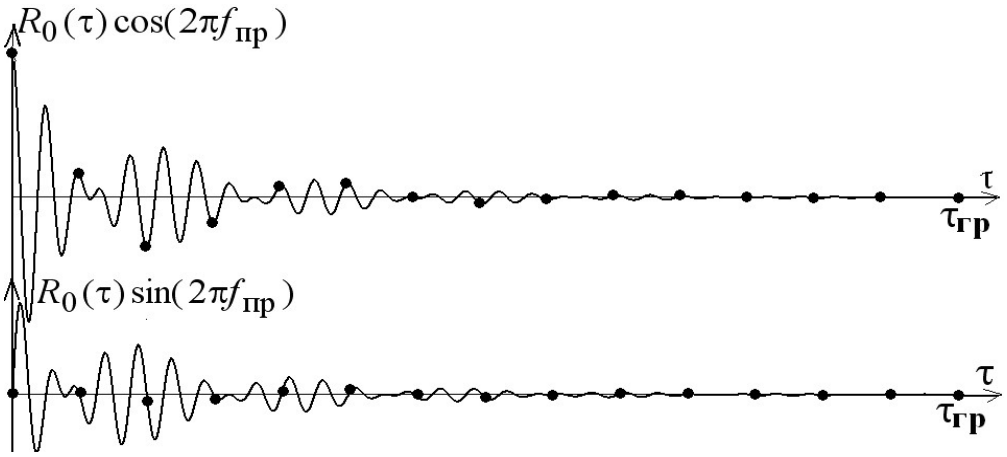


Рис. 2.15 – Звуження форми АКФ сигналу розсіяння
для випадку досліджень верхніх ділянок іоносфери

В цілому, отримання синусної складової стало можливим за рахунок зсуву сигналу в другому каналі на 90°. Результат об'єднання таких квадратурних компонент дозволяє для випадку, коли в прийнятому сигналі мають місце додаткові доплерівські добавки частоти [9], для кожної ділянки на висоті *h* отримати модуль незалежної від цієї добавки форми обвідної АКФ сигналу розсіяння за виразом

$$\left|R_0(k\cdot\tau_q,h)\right| = \sqrt{[R^2_{\cos}(k\cdot\tau_q,h) + R^2_{\sin}(k\cdot\tau_q,h)}, \qquad (2.19)$$

де $k = 0, 1, \ldots, N$.

Ця обвідна використовується радаром НР для обчислень статистичних параметрів плазми. У той же час саме цей варіант, коли в наявності є дві складові АКФ, отримані на зсунутих на чверть періоду сигналах на проміжній частоті, дає можливість розрахувати, як було сказано вище, ще й швидкість $V_{\text{Р}}(h)$ іонізованих часток плазми в радіальному напрямку.

В іншому варіанті реалізації апаратури використовуються дві різні серії тактування, причому в першій з них імпульси затримані по відношенню до імпульсів другої серії на чверть періоду сигналу, що надходить на проміжній частоті (див. рис. 2.6).

До недоліків цих варіантів обробки відноситься те, що використовуються як різні аналогові канали, так і різні АЦП. Але суть в тому, що кожен з них має свої незалежні підсилювальні каскади. Як результат – корисний сигнал проходить через два паралельних тракти, для яких практично неможливо підтримувати в часі повну ідентичність технічних характеристик. А оскільки доплерівські зсуви, що оцінюються, дуже малі (тисячні долі відсотка від ширини спектру сигналу некогерентного розсіяння), то подальше сумісне використання таких неузгоджених компонент АКФ є слабим місцем у розрахунку швидкості руху іоносферної плазми.

В основу функціонування нової структури корелятора поставлено задачу з використання тільки одного каналу радіоприймача і одного АЦП, який буде працювати при збільшеній швидкості цифрового перетворення сигналу за рахунок зменшення періоду слідування тактових імпульсів. Така модернізація апаратури та алгоритму її роботи дозволяє впровадити більш якісний розрахунок параметрів плазми.

Для розрахунку ординат АКФ у цьому випадку має функціонувати багатоканальний корелятор паралельної дії, структурна схема якого [9, 10] зображена на рис. 2.16.

У цьому кореляторі при статистичному, від розгортки до розгортки, накопичені для виділених ділянок можуть розраховуватися перші (косинусні) складові кореляційної функції згідно з виразом

$$R_{\cos}\left(k\cdot 4\tau_q, h\right)=\overline{U(t)\cdot U\left(t+k\cdot 4\tau_q\right)} \tag{2.20}$$

та другі (синусні) складові АКФ прийнятого сигналу, що розраховуються за допомогою даних з того ж самого АЦП загального каналу за виразом

$$R_{\sin}\left(k\cdot 4\tau_q+\tau_q, h\right)=\overline{U(t)\cdot U\left(t+k\cdot 4\tau_q+\tau_q\right)}. \tag{2.21}$$

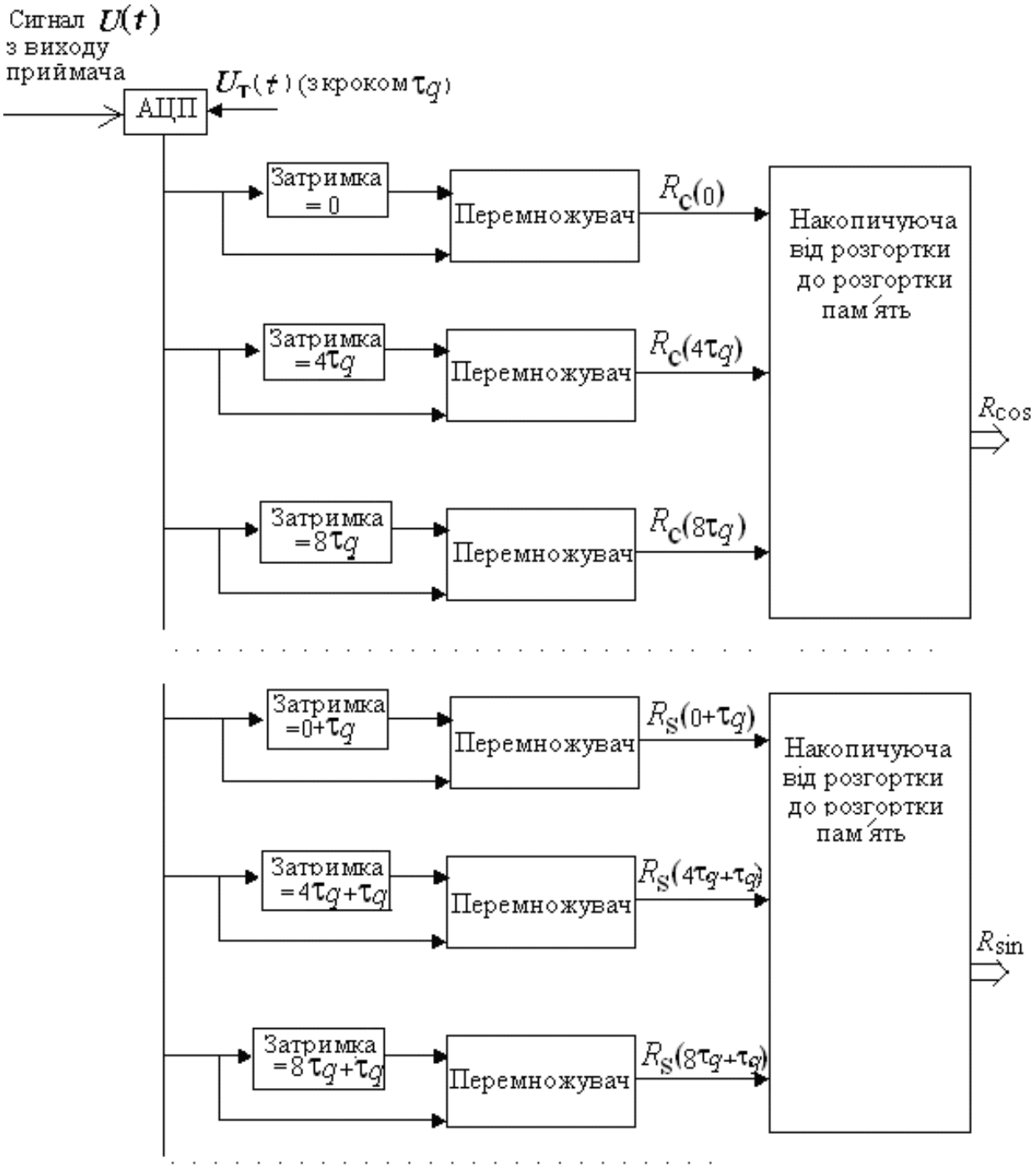


Рис. 2.16 – Схема корелятора для одночасного отримання синусних та косинусних значень ординат АКФ (схемне рішення №5)

Особливістю є те, що для функціонування такого режиму період слідування $\Delta\tau$ тактових імпульсів $U_{\text{Т}}(t)$ по відношенню до проміжної частоти необхідно підтримувати згідно умови (більш детально обґрунтування цієї умови дивись у підрозд. 2.8)

$$\Delta\tau = \frac{1}{4f_{\text{пр}}}. \tag{2.22}$$

При цьому для каналів корелятора необхідно встановити значення кроку по кореляційній затримці, кратній $4\Delta\tau$. Це все забезпечить режим синхронної вибірки на сигналі $U(t)$, але при такому підході кількість розрахованих ординат АКФ збільшується до величини $N = \tau_{\text{гр}} / (4\tau_q)$.

Цей варіант отримання збільшеної кількості ординат для двох складових АКФ демонструється на рис. 2.17, де по відношенню до кожного періоду проміжної частоти присутні чотири ординати АКФ.

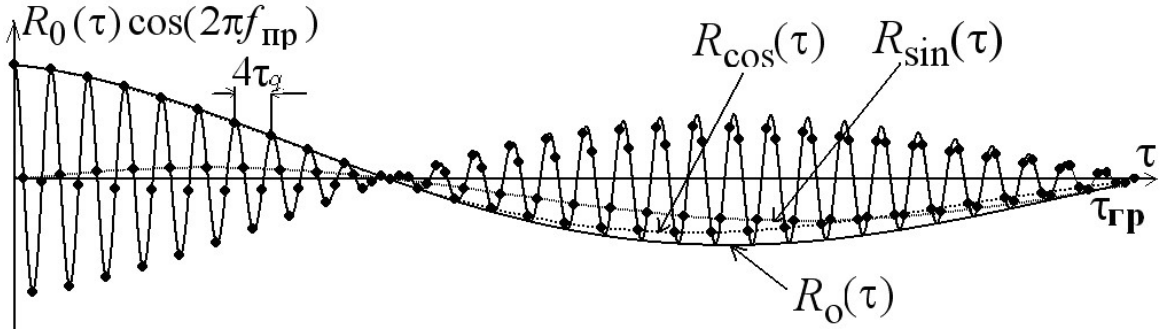


Рис. 2.17 – Розрахунок ординат АКФ для випадку отримання на періоді сигналу проміжної частоти (лінії) чотирьох його відліків (крапки)

Для запропонованого варіанту розрахунок висотного розподілу значень, наприклад, радіальної швидкості руху іоносферної плазми проводиться із використанням виразу

$$V_{\text{Р}}(h) = -\frac{c}{4\pi N f_0} \cdot \sum_{k=1}^{N} \left[\frac{1}{k \cdot 4\tau_q} \cdot \text{arctg} \frac{R_{\sin}\left(k \cdot 4\tau_q + \tau_q, h\right)}{R_{\cos}\left(k \cdot 4\tau_q, h\right)} \right]. \tag{2.23}$$

Для підтвердження ефективності вище приведеної апаратурної модернізації на рис. 2.18 демонструються два варіанти цифрових значень сигналу розсіяння, отриманих радаром НР Інституту іоносфери при звичайному (τ_q = 30 мкс, 200 відліків на розгортці) та скороченому (τ_q = 0,25 мкс, 24000 відліків на розгортці) періодах слідування тактових імпульсів АЦП.

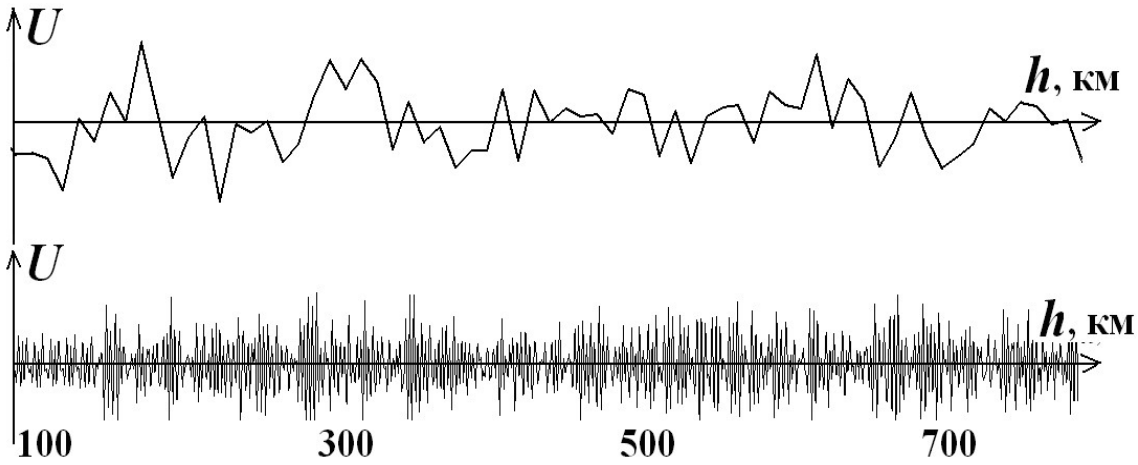


Рис. 2.18 – Отриманий результат цифрового перетворення сигналу НР при періоді тактування АЦП 30 мкс (верх) та 0,25 мкс (низ)

На рис. 2.19 наведено результати розрахунку висотного розподілу ряду ординат (k = 0 …9) обвідної АКФ при обробці двох типів сигналів з рис. 2.18. Як можна бачити, якість розрахованих графіків у першому випадку задовольнить дослідників лише до висоти 500 км, а в другому – навіть понад 700 км.

Таким чином, при даній схемі корелятора розраховується як косинусна, так і синусна складові АКФ сигналу розсіяння, що приймається та перетворюється одним каналом приймача та АЦП. У результаті зменшуються похибки, що пов’язані з можливою неідентичністю технічних характеристик двох каналів обробки сигналу, які раніше залучалися для отримання квадратурних складових АКФ.

Крім того, через збільшену частоту перетворення сигналу в цифрову форму досягнуто значно більшу щільність розташування ординат АКФ на шкалі затримок, внаслідок чого результати розрахунку параметрів іоносферної плазми,

які визначаються за формою АКФ, мають ще й підвищену статистичну точність обчислень.

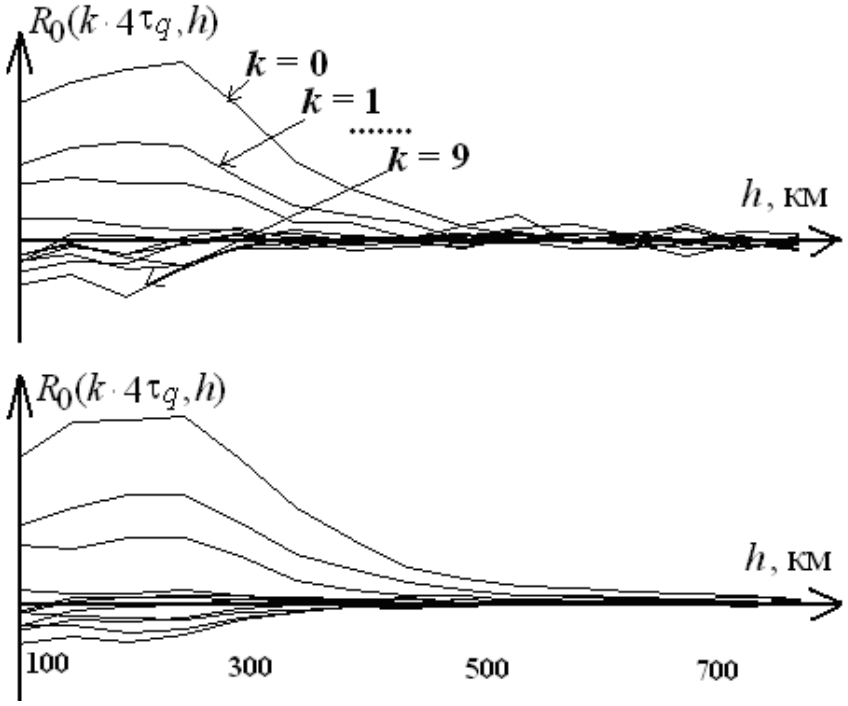


Рис. 2.19 – Результат розрахунку ординат АКФ
для двох масивів з рис. 2.18

2.7. Апаратурні особливості корелятора (схемне рішення №6)

В області максимуму шару F2 іоносфери, де відношення сигнал/шум за потужністю при довгому радіоімпульсі досягає значень q = 1...20 і вище, можливі варіанти покращання висотного розрізнення за рахунок використання спеціального закону декодування прийнятого сигналу [11]. У той же час потужний сигнал розсіяння з цих висот дозволяє використовувати і короткий імпульс [1], який забезпечить високу розрізнювальну здатність під час розрахунку потужності. Якщо необхідно одержувати значення ще й ординат АКФ сигналу розсіяння, то потрібно випромінювати вже групу імпульсів з відповідною до їх структури процедурою оброблення результатів.

Як відзначалося в [4], найбільш інформативною ділянкою на експериментально одержаній кореляційній функції вважається та, що розташована між її першим і другим нулями, тобто на інтервалі $\tau = 200...400$ мкс. Для одержання коефіцієнтів кореляції сигналу НР за таких значень затримок необхідно по черзі випромінювати здвоєні радіоімпульси зондування довжиною $T_i \approx 125$ мкс кожний, причому зі змінюваною між ними від розгортки до розгортки затримкою $k\tau_q$ ($k = 0,\ 7, 8, ..., 12$) (рис. 2.20).

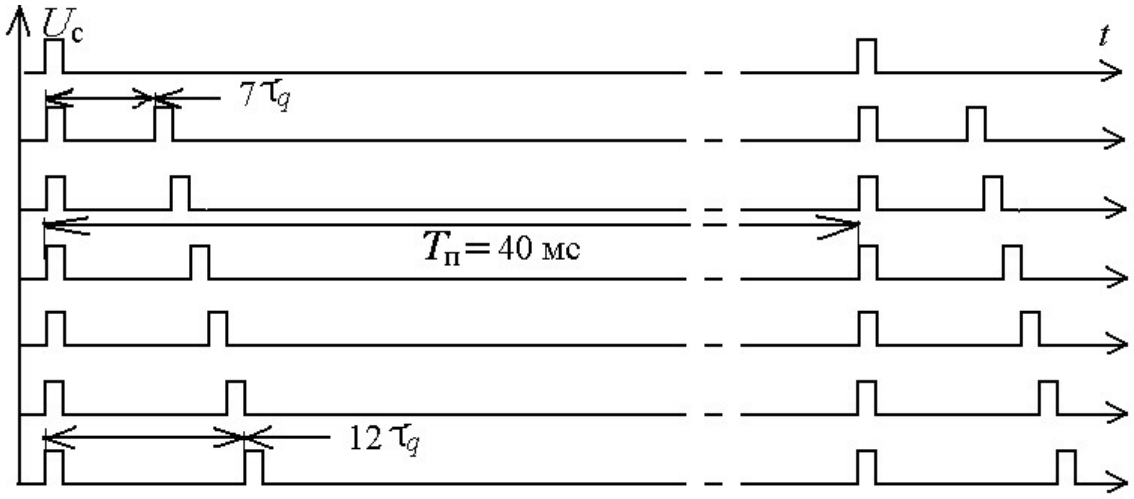


Рисунок 2.20 – Параметри обвідних, що використовуються для формування імпульсів зондування при почерговому випромінюванні пар коротких імпульсів

Таке розташування імпульсів дозволяє по черзі розрахувати як потужність, так і шість ординат АКФ сигналу НР, причому у вигляді її синфазної $R_{cos}(\tau)$ і квадратурної $R_{sin}(\tau)$ компонент (рис. 2.21). У цьому випадку необхідно використовувати корелятор, реалізований відповідно до схеми, зображеній на рис. 2.23, в якій однойменні канали по черзі включаються в процес оброблення і накопичення результатів при випромінюванні своєї пари імпульсів.

Перевага даного режиму полягає в тому, що параметри іоносфери можна одержувати з розрізненням за висотою до $\Delta h \cong 20$ км. Однак через почергове випромінювання такого різновиду парних імпульсів ефективний час накопичення по кожній ординаті скорочується в сім разів. До того ж, через таке скоро-

чення імпульсів випромінювана енергія виявляється невеликою. Якщо не вживати заходів щодо збільшення, наприклад, частоти посилання $F_{\text{п}}$, то прийнятна точність розрахунків ординат АКФ буде забезпечуватися тільки в діапазоні висот 100–500 км.

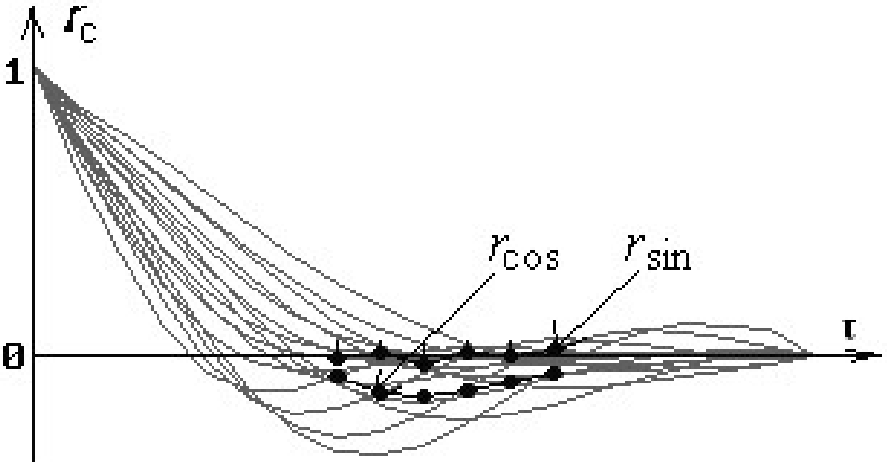


Рисунок 2.21 – Вид синусних і косинусних АКФ,
отриманих при чередуванні пар коротких імпульсів зондування

Висотний розподіл компонентів АКФ сигналу НР, отриманих в ортогональних каналах під час одного з експериментів, при такому режимі випромінювання подано на рис. 2.22.

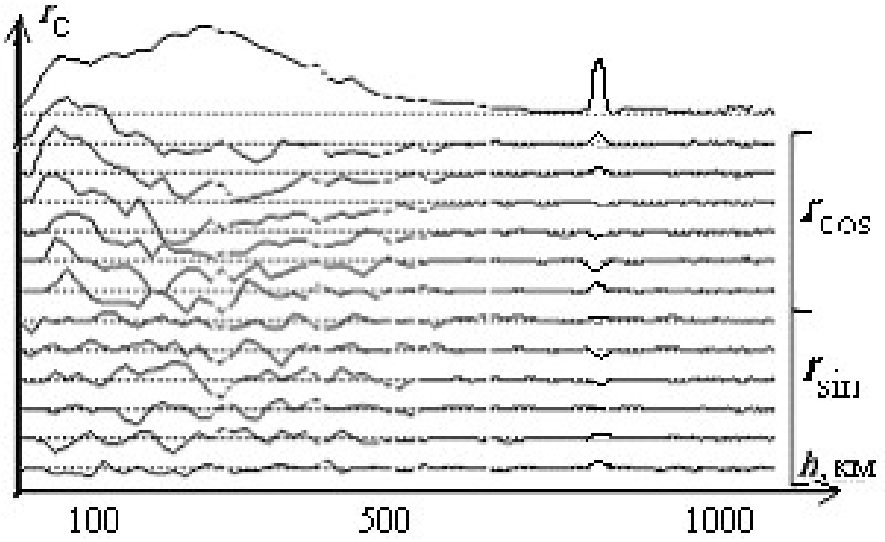


Рисунок 2.22– Висотний розподіл квадратурних компонентів АКФ сигналу НР
для випадку використання пар зондувальних радіоімпульсів

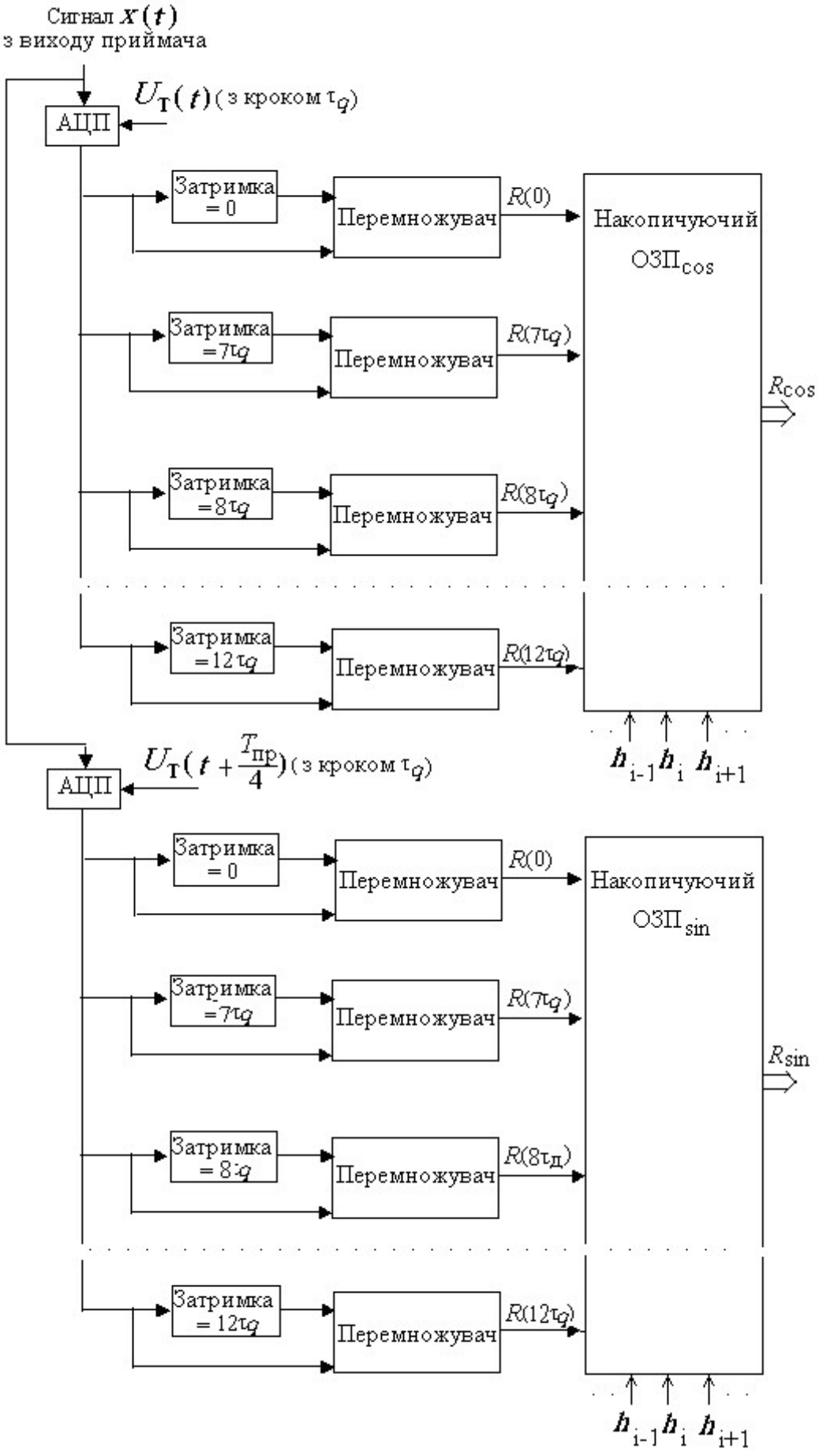


Рисунок 2.23 – Структура корелятора (схемне рішення №6)

Такі АКФ, як і в режимі з довгим імпульсом зондування, дають можливість розрахувати і радіальну складову швидкості переносу іоносферної плазми. Обвідна АКФ при цих імпульсах, обумовлена використанням формули (2.3), дозволяє одержувати кінетичні температури заряджених часток іоносферної плазми, електронну концентрацію, а також, у ряді випадків – ще й відносний вміст важких молекулярних іонів.

2.8. Особливості використання теореми відліків при цифровому перетворюванні НР сигналу

Розглянемо обґрунтування варіанту дискретизації вузькосмугових радіосигналів з відомою центральною частотою спектра, який дозволяє значно зменшити обсяг обчислювальних операцій при обробці сигналу розсіяння без істотних втрат інформації про його параметри. У даному випадку вузькосмуговість визначається співвідношенням ширини спектру прийнятого радіолокаційного сигналу до робочої частоти підсилювача проміжної частоти, з виходу якого сигнал надходить до АЦП.

Ефективне застосування інформаційно-обчислювальних систем для обробки та аналізу радіосигналів вимагає їх перетворення в цифрову форму. При цьому основною умовою використання такої процедури є виключення незворотних втрат інформації. Наприклад, при дослідженні іоносфери з використанням радарів НР необхідно виділяти пов’язаний з вертикальним дрейфом плазми доплерівський зсув. Величина зсуву не перевищує 1/100 від ширини спектра розсіяння, що при обробці на відеочастоті ускладнює апаратуру: як і в РЛС доводиться використовувати два квадратурних канали обробки [14, 15]. Крім того, на висотному профілі швидкості дрейфу плазми є області зміни знака швидкості (зміна напрямку руху плазми). Це при відношеннях $P_s/P_n < 1$ серйозно посилює вимоги до ідентичності та стабільності характеристик використовуваних каналів, так як в околиці висоти зміни знака швидкості доплерівського зсуву має гранично низькі значення.

Згідно з теоремою Котельникова-Шеннона перетворення аналогових сигналів до дискретної форми має здійснюватися з частотою, що не менше подвоєної найвищої частоти спектру перетворюваного сигналу. Якщо перетворення радіолокаційного сигналу здійснюється на відносно високій проміжній частоті, то виникають проблеми з вибором обчислювального пристрою досить високої продуктивності. Один з варіантів вирішення проблеми полягає в пошуку способів цифрового перетворення, що дозволяють значно зменшити кількість обчислювальних операцій без істотних втрат інформації про обвідну та центральну частоту [16].

Справжнім завданням є зменшення об'єму процедури цифрового перетворення і обробки радіосигналів для отримання інформації про радіолокаційні об'єкти в реальному часі.

Спосіб збільшення періоду проходження відліків.

У когерентних РЛС при перетворенні аналогового сигналу в цифровий формат безпосередньо на проміжній частоті існує технічна можливість здійснювати відліки, синхронізуючи їх сигналом опорної частоти f [17–20], яка дорівнює проміжній за відсутності доплерівського зсуву. Період проходження відліків $u_0, u_1, \ldots, u_k, u_{k+1}, u_{k+2}, \ldots, u_{k+n}$ може бути обраний і кратно меншим [18], і кратно більшим за період сигналу опорної частоти [21].

За відсутності доплерівського зсуву кожен з відліків сигналу можна представити комплексними амплітудами виду

$$\dot{a}_0, \dot{a}_1, \ldots, \dot{a}_k, \dot{a}_{k+1}, \dot{a}_{k+2}, \ldots, \dot{a}_{k+n-1} = a\left(e^{i\alpha},\ e^{i(\alpha+\delta)},\ e^{i(\alpha+2\delta)}, \ldots,\ e^{i[\alpha+\delta(n-1)]}\right),$$

де δ – крок відліків по куту, n – число відліків на інтервалі $T = 1/f$.

На рис. 2.24 приведена векторна діаграма, що ілюструє варіант дискретизації для випадку $n = 3$ і $\alpha = \pi/3$. Тут відліки представлені одиничними векторами ($\boldsymbol{u_1}, \boldsymbol{u_2}, \boldsymbol{u_3}$), що виходять з центру кола, який поєднаний з початком довільно орієнтованої системи декартових координат.

$$x_1 + x_2 + x_3 = 0; \quad y_1 + y_2 + y_3 = 0.$$

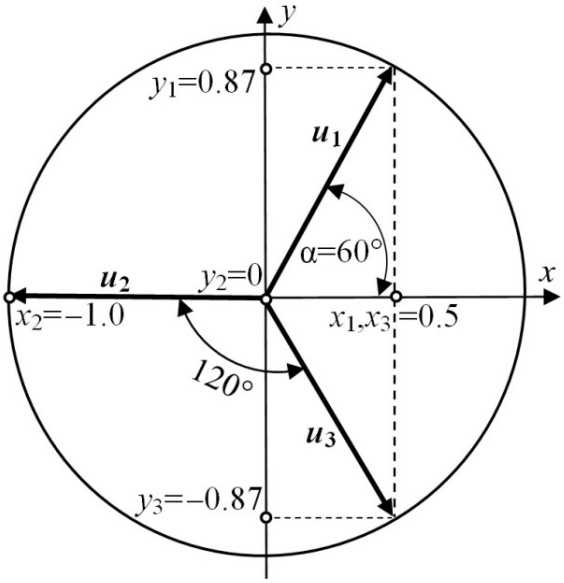


Рисунок 2.24 – Векторна діаграма формування цифрових відліків для випадку $n = 3$; $\alpha = \pi/3$

Можна показати, що в загальному випадку при кількості відліків $n \geq 3$ суми дійсних і уявних частин комплексних амплітуд при кутовому кроці відліків $\delta = 2\pi/n$ і $\delta = 4\pi/n$ тотожно рівні нулю:

$$a[\cos\alpha + \cos(\alpha+\delta) + \cos(\alpha+2\delta) + \cdots + \cos(\alpha+(n-1)\delta)] = 0;$$

(2.24)

$$ia[\sin\alpha + \sin(\alpha+\delta) + \sin(\alpha+2\delta) + \cdots + \sin(\alpha+(n-1)\delta)] = 0.$$

Суму квадратів відліків можна отримати, використовуючи рівняння (2.24) і тригонометричні формули $\cos^2 x = (1+\cos 2x)/2$; $\sin^2 x = (1-\cos 2x)/2$:

$$a^2[\cos^2\alpha + \cos^2(\alpha+\delta) + \cos^2(\alpha+4\delta) + \cdots + \cos^2(\alpha+(n-1)2\delta)] = a^2 n/2;$$

(2.25)

$$a^2[\sin^2\alpha + \sin^2(\alpha+\delta) + \sin^2(\alpha+4\delta) + \cdots + \sin^2(\alpha+(n-1)2\delta)] = a^2 n/2.$$

Якщо амплітуда $a = 1$, то сума квадратів відліків, що припадають на період синусоїдального сигналу, визначається тільки кількістю відліків.

Рівняння (2.25) для $n = 3$, $n = 4$ і $a = 1$ приймають вид:

$$\cos^2\alpha + \cos^2(\alpha + 2\pi/3) + \cos^2(\alpha + 4\pi/3) = 3/2;$$

(2.26, *а*)

$$\sin^2\alpha + \sin^2(\alpha + 2\pi/3) + \sin^2(\alpha + 4\pi/3) = 3/2;$$

$$\cos^2\alpha + \cos^2(\alpha + \pi/2) + \cos^2(\alpha + \pi) + \cos^2(\alpha + 3\pi/2) = 4/2;$$

(2.26, *б*)

$$\sin^2\alpha + \sin^2(\alpha + \pi/2) + \sin^2(\alpha + \pi) + \sin^2(\alpha + 3\pi/2) = 4/2.$$

Висновок з наведеного вище можна сформулювати так: *якщо на інтервал, що дорівнює періоду синусоїдального сигналу T = 1/f з одиничною амплітудою доводиться n відліків, що прямують з кроком по куту 2π/n, то при n > 2 незалежно від фази першого відліку їх сума дорівнює нулю, а сума їх квадратів дорівнює n/2.*

У рівняннях (2.26, *б*) кожна пара сусідніх відліків квадратурно пов'язана наступним чином:

$$\cos^2\alpha + \cos^2(\alpha + \pi/2) = 1;$$

$$\cos^2(\alpha + \pi/2) + \cos^2(\alpha + \pi) = 1;$$

$$\cos^2(\alpha + \pi) + \cos^2(\alpha + 3\pi/2) = 1.$$

Перший і четвертий відліки також утворюють "квадратуру":

$$\cos^2\alpha + \cos^2(\alpha + 3\pi/2) = 1.$$

Для другого рівняння (2.26, *б*) ситуація аналогічна.

Утворення суміжних "квадратур" дозволяє визначати фазу, на яку припадає відлік, і амплітуду [21]. Це дозволяє складати такі ряди відліків, в яких будь-які сусідні пари будуть утворювати "квадратури". Наприклад, при $n = 4$ ряд відліків на часовому проміжку, рівному тривалості N періодів, має вигляд:

$$\cos\alpha, \cos(\alpha + \delta), \cos(\alpha + 2\delta), \cos(\alpha + 3\delta), \ldots; \ \delta = \pi N/2, \ N = 1,3,5,7,9,\ldots \quad (2.27)$$

Зі сказаного випливає: якщо на інтервал у N періодів синусоїди з одиничною амплітудою припадає n відліків, що йдуть з кроком по куту $2\pi N/n$, то при $n > 2$ сума їх квадратів дорівнює $n/2$. Це означає, що і в цьому випадку ($n = 4$) незалежно від фази першого відліку є повна інформація про сигнал (про фазу і амплітуду). Такий результат узгоджується з теоремою відліків для обвідної.

З (2.27) випливає, що повну інформацію про амплітуду і фазу синусоїди з періодом коливань T можна отримувати і в тому разі, коли період проходження відліків T_0 більше періоду синусоїди, тобто $T_0 = 5T/4, 7T/4, 9T/4, \ldots$.

Аналогічні висновки можна зробити і для варіанту $n = 3$, з тією лише різницею, що N має бути парним і не кратним трьом ($N = 4, 8, 10, \ldots$), тобто $T_0 = 4T/3, 8T/3, 10T/3, \ldots$.

Практичні результати запропонованого способу

Нехай реальний аналоговий сигнал описується виразом

$$u(t) = a(t)\ cos\,[2\pi(f + F)t + \alpha]. \qquad (2.28)$$

Тут $F=2V_r / \lambda$ – доплерівський зсув, який визначається радіальної швидкістю об’єкта V_r і довжиною робочої хвилі λ. Відомі значення f і максимальна частота f_{max} в спектрі модулюючої функції $a(t)$ прийнятого сигналу. Відношення сигнал/шум $P_s/P_n >> 1$.

Якщо доплерівський зсув дуже малий, то орієнтуючись на характеристики $a(t)$ і теорему відліків, можна вибирати і формувати період їх проходження T_0 способом, який визначає вираз (2.27). В результаті. при збереженні інформації про амплітуду і фазу частоти випромінювання і модулюючої функції $a(t)$ маємо кратне скорочення числа відліків, що збільшує час для виконання всього комплексу операцій у режимі *on-line*.

Оцінка похибок при наявності доплерівського зсуву

Доплерівский зсув F в радіолокаційних спостереженнях призводить до порушення квадратурних співвідношень в рівняннях (2). Природно, в цьому випа-

дку використання запропонованого способу цифрового перетворення аналогового радіолокаційного сигналу викликає похибки у визначенні амплітуди і фази. Похибка залежить від числа періодів N, на загальній тривалості яких здійснюється n відліків, опорної частоти сигналу f, довжини зондуючої хвилі λ, фази першого відліку α і радіальної швидкості об'єкту Vr. Ідеальний випадок радіолокаційного сигналу – зондування прямокутними радіоімпульсами великої довжини.

Результати розрахунку відносних похибок визначення амплітуди сигналу для радара с $N = 1$, $f = 1$ МГц і $\lambda = 1$ м наведено в табл. 2.1 (для зручності похибка дана в проміле). Швидкість 1 км/с відповідає максимальним швидкостям сучасних винищувачів.

Якщо використовуються інші значення λ, f і N, похибки, наведені в таблиці, можна перерахувати, помножуючи їх на величину $a = 10N/(\lambda \cdot f)$, де розмірність λ [м], а f [МГц]. Для наведених характеристик радара відносні похибки при радіальній швидкості об'єктів менше 1 км/с мізерно малі. Наприклад, для радара з характеристиками $N = 1$, $\lambda = 2$ м і $f = 1$ МГц для швидкостей менше 1 км/с похибка не перевищує 0,3 %.

Таблиця 2.1

Результати розрахунку відносної похибки визначення амплітуди сигналу, яка утворюється в результаті неспівпадіння частоти прийнятого сигналу з частотою опорного сигналу

$N = 1$, $\lambda = 1$м, $f = 1$ МГц									
α°	$-V_r$, км/с				$+V_r$, км/с				α°
	8	4	2	1	1	2	4	8	
0	–0,1	–0,02	–0,003	0,0	0,0	0,003	0,02	0,1	0
45	–5,0	–2,6	–1,3	–0,6	0,6	1,3	2,6	5,0	45
90	0,1	0,02	0,003	0,0	0,0	–0,003	–0,02	–0,1	90
135	5,0	2,6	1,3	0,6	–0,6	–1,3	–2,6	–5,0	135
180	–0,1	–0,02	–0,003	0,0	0,0	0,003	0,02	0,1	180
225	–5,0	–2,6	–1,3	–0,6	0,6	1,3	2,6	5,0	225

Звести до мінімуму вплив похибки при великих N і інші характеристики радара можна або розробивши коригувальні алгоритми, або сформувавши послідовність (17) із застосуванням здвоєних відліків з інтервалом $T/4$ (рис. 2.25). Якщо амплітуда визначається з використанням здвоєних відліків, то така послідовність істотно пом'якшує вимоги до вузькосмуговості, доплерівський зсув і зміни обвідної позначаються менше (можливі інтервали $T/4$ або $3T/4$, або $5T/4$ в залежності від проміжної частоти.

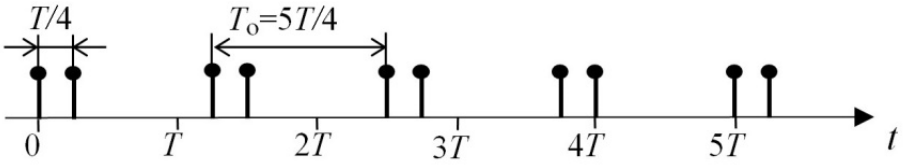


Рисунок 2.25 – Діаграма проходження відліків (варіант $n = 4$ і $N = 5$)

Висновки. Запропоноване перетворення до цифрового формату вузькосмугових радіосигналів з відомою центральною частотою спектру дозволяє істотно знизити кількість виконуваних операцій і може бути застосоване при обробці сигналу НР, сигналів радіомовних каналів з амплітудною модуляцією, а також і при обробці радіолокаційних сигналів з фазовою (0, π) маніпуляцією, якщо тривалість елементів коду істотно більше періоду сигналу опорної частоти.

2.9. Двочастотне зондування у методі НР

Ще один із варіантів режиму зондування з використанням довгого радіоімпульсу орієнтований на додаткове визначення параметрів іоносфери з поліпшеним висотним розрізненням в її нижніх областях. Модифікація полягає в додаванні наприкінці радіоімпульсу зондування U_0 з частотою заповнення f_1 додаткового короткого елемента на частоті f_2 (рис. 2.26) [1].

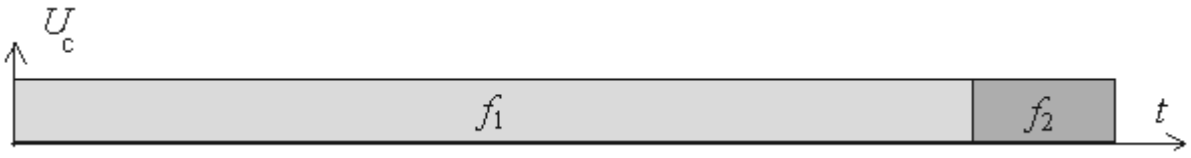


Рисунок 2.26 – Обвідні двочастотного радіоімпульсу зондування

Крім можливостей, що надають попередні модифікації, даний режим дозволяє одержувати більш точну інформацію з нижньої області іоносфери, а саме – при розрахунку електронної концентрації $Ne(h)$ у діапазоні висот 100–300 км, який характеризується значними висотними градієнтами параметрів.

З цією метою до складу приймача і корелятора радара НР вводиться додатковий частотний канал для оброблення сигналу розсіяння на центральній частоті f_2. У ньому здійснюється частотна фільтрація сигналу, перетворення в цифровий вигляд і розрахунок висотного розподілу нульової ординати АКФ – тобто потужності.

У цілому, у такому двочастотному режимі перший елемент імпульсу довжиною $T_{i1} \approx 675$ мкс призначено для одержання інформації про параметри, починаючи з висот 200...300 км. Другий елемент призначено для малих висот, а саме – для одержання інформації про спорадичні шари і про поведінку максимуму шару F2. Елемент має довжину $T_{i2} \approx 125$ мкс і завершує посилання.

Приклад висотного розподілу двох потужностей сигналу НР, P_{f_1} і P_{f_2}, отриманих за допомогою каналів оброблення, налаштованих на частоти f_1 і f_2, наведено на рис. 2.27. Показано, що одночасно в цих двох каналах на висоті ~800 км зареєстровано відбиття сигналу від літального об'єкту. У подальшому відбувається об'єднання цих двох складових в загальний висотний профіль потужності.

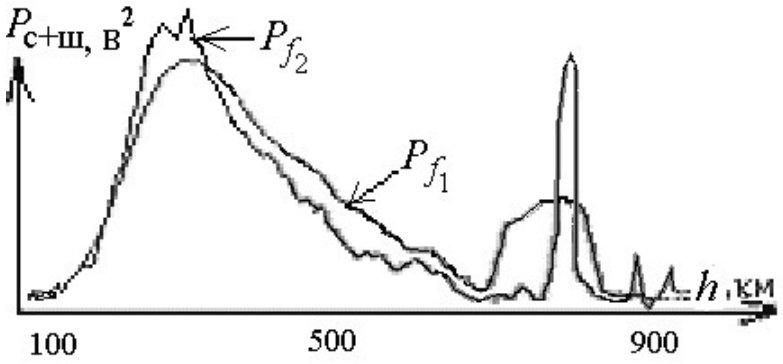


Рисунок 2.27 – Профілі сигналу НР, отримані за допомогою короткого і довгого імпульсів зондування

2.10. Комп’ютерна обробка когерентних сигналів відбиття

Одночасно з реєстрацією та обробкою даних, які використовуються для визначення радіальної складової швидкості руху іоносферної плазми, на вході приймача радара НР присутні сигнали, відбиті штучних та природних елементів, не пов’язаних з фізичною структурою іоносферної плазми. Найбільш часто когерентні радіолокаційні відбиття впродовж доби припадають на характерні висотні діапазони від 200 км до 1500 км (див. рис. 4.1), що приводить до спотворення висотного профілю сигналу, який формується як розсіяння на частках іоносферної плазми. При дослідженні іоносфери ці відбиття є завадовими, тому вченими, що вивчають структуру та динаміку іоносферної плазми, розроблено методи їх локалізації та придушення за допомогою алгоритмів розпізнавання, які використовуються в процесі обробки сигналу НР (див. розд. 4).

В той же час інформація, яку можна отримати при аналізі цих відбиттів, є корисною для розв’язання практичних задач безпеки функціонування систем супутникового зв’язку, космічних станцій, а також їх геопозиціонування на орбіті.

Довідкова інформація.

Відомо, що космічні орбітальні апарати через опір середовища, що спричинений наявністю на орбіті часток іоносферної плазми, набувають небажаної складової швидкості руху в напрямку Землі, появу якої потрібно контролювати. До того ж за останні десятиліття значно ускладнилась проблема безпеки супутників та космічних станцій через забруднення навколоземного космічного простору об’єктами штучного походження (космічним сміттям). Це – зруйновані з часом супутники, які вичерпали свої енергетичні ресурси, останні ступені ракет-носіїв, різноманітні деталі обтічників, болти, гайки та ін. Найбільша густина космічного сміття спостерігається в областях навколоземних орбіт на висотах від 400 до 2000 км, де найчастіше використовують метеорологічні супутники і супутники дистанційного зондування Землі, а та-

кож знаходиться більша частина супутників з ядерними установками. Тому міжнародній космічній спільноті доводиться багато уваги приділяти каталогізації об'єктів та розробці методів і засобів підвищення рівня безпеки від зіткнень орбітальних апаратів, зокрема орбітальних космічних станцій, з таким космічним сміттям.

Так як літальні космічні об'єкти, що знаходяться в навколоземному космічному просторі, періодично перетинають діаграми спрямованості антен радарів НР, то проведемо аналіз можливостей радарних систем щодо контролю параметри руху цих елементів.

Розглянемо методику такого контролю з використанням радара НР, коли на фоні інформації, яка ним реєструється з метою визначення радіальних значень швидкості руху іоносферної плазми, можна проводити додатковий аналіз сигналів відбиття від штучних космічних об'єктів та визначати таку характеристику цих об'єктів, як швидкість їх руху вздовж напрямку зондування.

Зазвичай для визначення швидкості руху використовують доплерівські радіолокаційні системи, наприклад, як ту, що наведена в [9]. Щоб визначити доплерівський зсув $f_д$, у ній за допомогою аналогового пристрою на проміжній частоті виділяють різницю $f_д = f_{Спр} - f_{0пр}$ між частотами прийнятого та опорного сигналів, що відповідають проміжній частоті $f_{пр}$ і частоті f_0 випроміненого сигналу. Для розрахунку радіальної швидкості $V_Р$ використовується вираз $f_д = -2V_р f_0/c$, з якого випливає

$$V_Р = -\frac{cf_д}{2f_0}. \qquad (2.24)$$

Такий підхід застосовують у РЛС, що мають безперервне випромінювання. У системі їх обробки, як один із варіантів, має бути присутнім аналоговий пристрій, який забезпечує визначення різниці частот і розв'язання рівняння (2.24).

У цілому, системи з безперервним випромінюванням мають дальність дії лише в декілька сотень кілометрів. Тому, як недолік, вони можуть відслідковувати літальні об'єкти лише зі значною ефективною площею розсіяння (від квадратного метра і більше). Однак спеціалістам з геокосмосу потрібна ще й інфо-

рмація про рух об’єктів, що мають розмір лише в декілька сантиметрів і розташовані на відстанях від сотень до тисяч кілометрів. Якщо використовувати систему зондування із залученням автогенераторів радіоімпульсів, то дальність дещо збільшується, проте система обробки, яка базується на порівнянні частот, повинна мати у якості еталону затриманий від початку радіолокаційної розгортки сигнал випромінювання. Для цього зазвичай використовують когерентні гетеродини, які на початку розгортки примусово синхронізуються радіоімпульсом зондування. Але гетеродин має “відхід” опорної частоти впродовж досить значної (десятки мілісекунд) довжини розгортки, що практично виключає довірчі вимірювання невеликих радіальних швидкостей.

У той же час дослідники широко використовують радари НР, які дозволяють у великому діапазоні висот (до декілька тисяч кілометрів) визначати швидкість руху плазмових утворень. Системи обробки радарів використовують методи накопичення, аналізу і статистичної оцінки характеристик сигналу НР на просторово-часових флуктуаціях концентрації електронів (діаметр їхнього ефективного колективного перерізу розсіяння дорівнює 10–20 см).

Для визначення висотного розподілу радіальної складової швидкості $V_{\text{Р}}(h)$ руху плазми при цьому використовується режим з вертикальним (або з нахилом променя) імпульсним (з частотою заповнення f_0) зондуванням іоносфери, переносом спектру прийнятого сигналу розсіяння, підсиленням його до значень $U(t)$ на проміжній частоті $f_{\text{пр}}$ та аналого-цифровим перетворенням. Період повторення $\Delta\tau$ імпульсів опитування АЦП по відношенню до періоду сигналу на проміжній частоті за відсутності доплерівського зсуву (яка співпадає з частотою опорного сигналу) встановлюється за умови (2.22), яка забезпечує те, що будь-яка пара суміжних відліків сигналу $U(t)$ буде знаходитися в квадратурній залежності.

У такому способі за допомогою багатоканального корелятора паралельної дії та при статистичному, від розгортки до розгортки, накопиченні для виділених висотних ділянок розраховуються складові автокореляційних функцій, які

використовуються для подальшої оцінки швидкості руху плазми (див. підрозд. 2.6).

Необхідно зазначити, що апаратура обробки радара призначена для визначення ординат квадратурних складових кореляційних функцій шумоподібних сигналів. У процесі обробки даних згідно з методом НР здійснюється статистичне накопичення результатів кореляційної обробки такого сигналу для кожної ділянки радіолокаційної розгортки. Таке накопичення протягом часу від 1 до 20 хвилин є необхідним для досягнення достатньої точності вимірювань параметрів іоносфери, зокрема швидкості руху іоносферної плазми. Кількість розгорток впродовж сеансу вимірювань (навіть однієї хвилини) – більше тисячі. Відбиття від космічного об'єкту, що пролітає через вузький промінь радара, найчастіше спостерігається впродовж декількох секунд і реєструється на значно меншій кількості розгорток.

Надійне відстеження динаміки космічних об'єктів потребує аналізу сигналу впродовж кожної окремої радіолокаційної розгортки, тобто без попереднього часового накопичення. З метою рішення поставленої задачі пропонується наступна методика [12].

З теорії радіолокації відомо, що в процесі випромінювання гармонічного сигналу з частотою f_0 та у випадку його дзеркального відбиття від літального об'єкту частота сигналу, що приймається, має значення

$$f_{\text{с}} = f_0 + f_{\text{д}} = f_0 + f_0 \cdot \frac{2V_{\text{р}}}{c}, \tag{2.29}$$

де $f_{\text{д}}$ – допплерівське збільшення/зменшення частоти при русі літального об'єкту зі швидкістю $V_{\text{Р}}$ у радіальному (вздовж променя) напрямку.

Прийнятий і перетворений у радіоприймачі сигнал має проміжну частоту

$$f_{\text{Спр}} = f_{\text{пр}} + f_{\text{д}} = f_{\text{пр}} + f_0 \cdot \frac{2V_{\text{р}}}{c}, \tag{2.30}$$

яка є набагато нижчою, ніж f_0.

Через значення періодів сигналів формула (2.29) набуває вигляду

$$\frac{1}{T_{\text{Спр}}} = \frac{1}{T_{\text{пр}}} + f_0 \cdot \frac{2V_{\text{р}}}{c}, \tag{2.31}$$

з якої величина швидкості руху об’єкту дорівнює

$$V_{\text{р}} = -\frac{c}{2f_0} \cdot \left(\frac{1}{T_{\text{Спр}}} - \frac{1}{T_{\text{пр}}} \right). \tag{2.32}$$

На рис. 2.28 для наочності показано співвідношення між періодами гармонічного сигналу на проміжній частоті за відсутності руху об’єкту (коли період $T_{\text{пр}}$ відповідає періоду $T_0 = 1/f_0$ сигналу, що випромінюється, а $f_{\text{д}} = 0$) та при русі об’єкту в напрямку радара ($f_{\text{д}} \neq 0$).

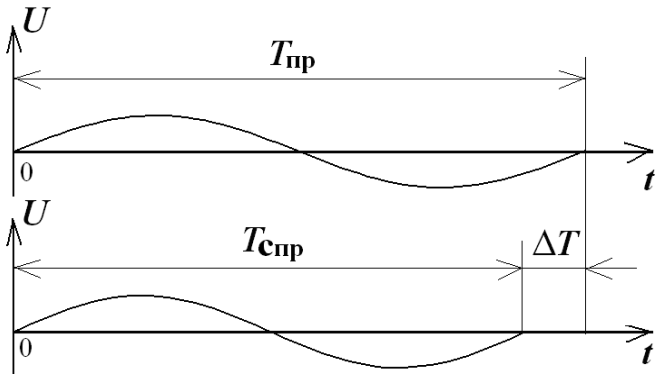


Рисунок 2.28 – Періоди сигналу під час випромінювання і після його приймання

Із врахуванням різниці ΔT маємо:

$$T_{\text{Спр}} = T_{\text{пр}} - \Delta T\ . \tag{2.33}$$

Підставляючи це значення у вираз (2.32), отримуємо формулу:

$$V_{\text{р}} = -\frac{c}{2f_0} \cdot \frac{\Delta T}{T_{\text{пр}}\left(T_{\text{пр}} - \Delta T\right)} = -\frac{c}{2f_0} \cdot \frac{1}{T_{\text{пр}}\left(\dfrac{T_{\text{пр}}}{\Delta T} - 1\right)}. \tag{2.34}$$

Якщо в співвідношенні $T_{\text{пр}}/\Delta T$ значення періоду $T_{\text{пр}}$ та його зміни ΔT внаслідок доплерівської добавки представити в радіанах відповідно як 2π та $\Delta\varphi$, формула (2.34) набуде закінченого вигляду:

$$V_{\text{р}} = -\frac{c}{2f_0 T_{\text{пр}}} \cdot \frac{1}{\dfrac{2\pi}{\Delta\varphi} - 1} \quad \text{або} \quad V_{\text{р}} = -\frac{cf_{\text{пр}}}{2f_0} \cdot \frac{\Delta\varphi}{2\pi - \Delta\varphi}. \tag{2.35}$$

Таким чином, суть методики, згідно якій при аналізі інформації вздовж розгортки є можливість для отримання значення Δφ у випадку реєстрації відбиттів від штучних космічних об’єктів, є такою.

Моделювання (рис. 2.29) показує, як виглядає осцилограма для однієї із розгорток сигналу на проміжній частоті $f_{пр}$, що дорівнює 1 МГц. Ми можемо спостерігати дуже слабкий сигнал, некогерентно розсіяний на іонізованих частках іоносфери, на який накладається сигнал когерентного відбиття від космічного об’єкту протяжністю T_i (що при T_i= 650 мкс відповідає протяжності по дальності $cT_i/2 \approx 100$ км). Таке відбиття (навіть для об’єкту з малими розмірами) має в десятки разів більшу амплітуду в порівнянні з сигналом НР.

Рисунок 2.29 – Осцилограма прийнятого сигналу

Якщо змінити масштаб зображення та відобразити моменти дискретизації сигналу (з частотою $4f_{пр}$ = 4 МГц) (рис. 2.30), можна спостерігати доплерівський зсув частоти в даному разі зі знаком плюс (рух у напрямку до радара). Як результат, період вхідного сигналу зменшився, саме тому в моменти опитування АЦП відліки U_i (крапки на рисунку) на його виході поступово змінюють своє значення зі збільшенням величини радіолокаційної затримки t.

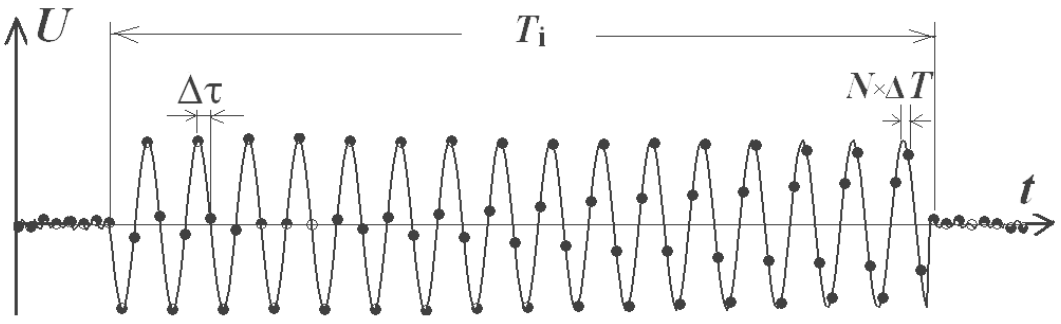


Рисунок 2.30 – Моменти дискретизації прийнятого сигналу

Згідно із запропонованою методикою, у пристрій обробки радара НР додатково вводиться фазовий аналізатор, задачею якого є розрахунок значень обвідної прийнятого сигналу (з використанням двох сусідніх відліків, що представляють собою квадратурні складові) на початку кожного *i*-го періоду як $\sqrt{U_i^2 + U_{i+1}^2}$, та в його кінці як $\sqrt{U_{i+4}^2 + U_{i+4+1}^2}$. Тут i = 1, 2, …, N – це набір цифрових відліків кількістю $N = T_{\text{і}} / \Delta\tau$, що належать до сигналу когерентного відбиття від штучних об'єктів.

Наступний крок з використанням цієї обвідної дає можливість аналізатору визначати миттєве значення фаз для кожного періоду за виразами $\arcsin\left(\frac{U_i}{\sqrt{U_i^2 + U_{i+1}^2}}\right)$ та $\arcsin\left(\frac{U_{i+4}}{\sqrt{U_{i+4}^2 + U_{i+4+1}^2}}\right)$. Для випадку, що зображений на рис. 2.28, друге значення буде відрізнятися від першого із-за наявності доплерівського зсуву.

Використавши формулу

$$\Delta\varphi = \frac{1}{N-5} \cdot \sum_{i=1}^{N-5} \left[\arcsin\left(\frac{U_{i+4}}{\sqrt{U_{i+4}^2 + U_{i+4+1}^2}}\right) - \arcsin\left(\frac{U_{i+1}}{\sqrt{U_i^2 + U_{i+1}^2}}\right) \right], \qquad (2.36)$$

можна різницю фаз, що спричинена ефектом Доплера і отримана в кожному періоді сигналу на проміжній частоті, статистично усереднити впродовж часу $T_{\text{і}}$, тобто тільки під час присутності сигналу відбиття від космічного об'єкту. Використовуючи цю усереднену різницю фаз Δφ, яка пов'язана зі скороченням (рух об'єкту в напрямку Землі) або подовженням (рух у напрямку від Землі) періоду $T_{\text{Спр}}$ прийнятого сигналу, визначають радіальну складову швидкості $V_{\text{Р}}$ руху штучних об'єктів за виразом (2.35).

Результати експерименту.

Так, у одному із сеансів вимірювань 17 січня 2018 р., починаючи з 14:09:57, у полі зору радара впродовж ~80 радіолокаційних розгорток (з періодом повторення 41 мс) спостерігалися когерентні відбиття загальною тривалість-

тю близько 3,28 с. На рис. 2.31 (верхня панель) проілюстровано діаграми цифрових значень (кожного сотого відліку) напруги прийнятого сигналу $U(h)$ для групи розгорток як до, під час, так і після наявності відбитого сигналу ($h = ct/2$ – висота, що відповідає радіолокаційній затримці t).

Середня панель рис. 2.31, на якій присутні вже всі цифровані відліки (~20 тис.), ілюструє сигнал в одній із розгорток дальності (висоти при вертикальному зондуванні). На початку розгортки (висоти до 100 км) має місце придушений радіоімпульс передавача, що проникає через заблокований вхід приймача. З висоти ~150 км блокування приймача припиняється і починається реєстрація НР сигналу (його максимум – на висоті ~240 км). На висоті ~500 км на фоні суміші цього сигналу та шуму зареєстровано відбиття від космічного об'єкту.

Детальне зображення у вигляді частини (лише 80 періодів) сигналу відбиття (при загальній їх кількості в ~700 періодів вздовж розгортки) наведено в нижній частині рисунку. Аналіз за формулою (2.32) цього сигналу в кожнім його періоді на фазовий зсув та розрахунок вертикальної складової швидкості руху об'єкту за формулою (2.31) показав значення $\Delta\varphi = 1{,}42\cdot10^{-4}$ град. і $V_р$=–0,37 м/с відповідно (об'єкт поступово наближається до поверхні Землі). Те ж саме підтверджують аналогічні результати і в сусідніх розгортках цієї групи.

Таким чином, показана можливість радарів НР контролювати параметри руху штучних та природних елементів у навколоземному космічному просторі. Одночасно з отриманням інформації, що реєструється з метою визначення радіальних значень швидкості руху іоносферної плазми, такий контроль дозволяє проводити додатковий аналіз сигналів відбиття від штучних космічних об'єктів та розраховувати швидкості їх руху вздовж напрямку зондування. Для уточнення потенційних можливостей цієї методики в подальшому необхідно більш детально вивчити питання щодо довірчих інтервалів, в яких будуть знаходитися отримані дані швидкостей.

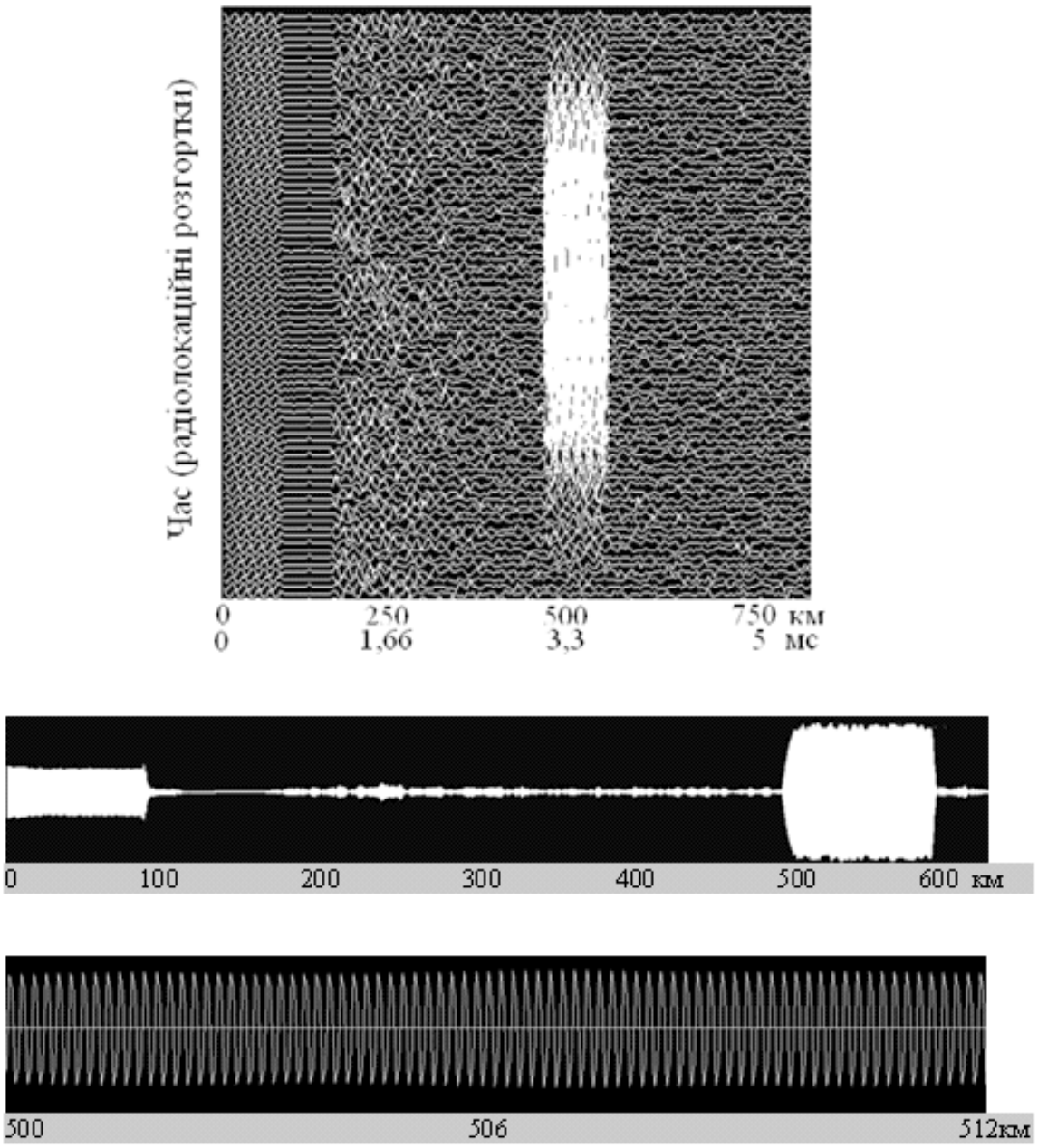


Рисунок 2.31 – Зображення сигналу некогерентного розсіяння
вздовж радіолокаційних розгорток (верх),
зображення однієї розгортки (середина)
та детальне зображення сигналу відбиття від літального об’єкту (низ)

2.11. Приклади обчислень нормованих АКФ НР сигналу

З метою моделювання процедур апаратурної обробки сигналу НР, що в останній час стало можливим завдяки властивостям ПК у реальному часі запам’ятовувати *всі* числові значення вздовж *кожної* радіолокаційної розгортки

дальності, розглянемо приклад розрахунків згідно з процедурами [4], що використовуються у випадку випромінювання довгого радіоімпульсу зондування.

1. Нехай роль вихідних даних відіграє одержаний у кожній розгортці дальності масив $x(t)$ об'ємом в N елементів, утворений на виході АЦП корелятора. З метою групування цих елементів за дальністю в першу чергу необхідно визначитися з довжиною висотних інтервалів (ділянок Δh з центрами на h_i), стосовно яких від розгортки до розгортки вирішено обчислювати і накопичувати значення ординат АКФ.

У випадку моделювання такої роботи корелятора, коли його налаштовано на одержання $K = 19$ ординат кореляційної функції, висотну шкалу необхідно розділити на інтервали Δh (рис. 2.32) відповідної довжини. Кожен з цих інтервалів повинен містити таку кількість n елементів масиву, щоб задовольнялась умова $n \geq K$.

Рисунок 2.32 – Процес формування розміру висотної ділянки

Примітка. *Оскільки вище максимуму іонізації відношення сигнал/шум різко зменшується, це призводить до збільшення дисперсії кореляційних характеристик сигналу і до погіршення якості наступних обчислень. Для компенсації такого ефекту при формуванні висотних ділянок Δh можна рекомендувати збільшення їх довжини, хоча такий підхід пов'язаний з погіршенням висотного розрізнення. Якщо все ж обрано випадок такого збільшення, то звичайно використовують лінійний (див. рис. 2.8, 2,13), напівлогарифмічний (див. рис. 2.33 і 2.34) або інший закони їх зміни.*

2. Обчислення кореляційної функції суміші сигналу і шуму для кожного обраного таким способом висотного діапазону, поданого n відліками, відбува-

ється при статистичному, від розгортки до розгортки, накопиченні значень ординат функції. Для цієї мети використовується процедура, що поєднує вирази (2.4) і (2.5), а саме:

$$R^{\Sigma}_{\text{с+ш}}(k\tau_q, h_i) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\sum_{l=0}^{n-k}[x(t_{i-l})]^{(m)} \cdot [x(t_{i-k-l})]^{(m)} \ , \qquad (2.37)$$

де $i = 0, 1, \ldots, N/n$ – індекс (номер) висотної ділянки h_i; $l = 0, 1, \ldots, n-k$ – число перемножуваних складових при формуванні k-ї ординати кореляційної функції; M – число розгорток.

Необхідно відзначити, що при фіксованій довжині висотних ділянок у розрахунках синхронно зі збільшенням номера ординати буде зменшуватися кількість перемножуваних пар відліків. Цю ситуацію необхідно врахувати при наступному нормуванні статистично накопичених даних (див. підрозд. 3.1).

3. У зв'язку з тим, що сигнал на вході приймача радара НР містить різнохарактерні складові шуму, аналогічні складові будуть присутні і в результатах розрахунку АКФ. Для виключення тих з них, що мають адитивний характер, потрібна інформація про значення АКФ шуму $R_{\text{ш}}(k\tau_q, h_{\max})$, яку легко одержати на останній ($\Delta h_{\max}$) ділянці, де сигнал НР практично відсутній. Для випадку тривалості розгортки $T_{\text{п}} = 40$ мс значення $\Delta h_{\max}$ звичайно вибирається на інтервалі 5000...6000 км. Отримана на ньому АКФ шуму потім поелементно віднімається від АКФ суміші сигнал плюс шум на всіх N/n ділянках уздовж розгортки дальності, тобто

$$R_{\text{с}}(k\tau_q, h_i)\Big|_{\substack{k=0,1,2,3,\ldots,18 \\ i=1,2,3,\ldots,N/n}} = R^{\Sigma}_{\text{с+ш}}(k\tau_q, h_i) - R_{\text{ш}}(k\tau_q, h_{\max}). \quad (2.38)$$

4. Для одержання коефіцієнтів кореляції $r_{\text{с}}(\tau)$ сигналу НР проводиться послідовне нормування АКФ (2.38), яке здійснюється шляхом ділення всіх значень функції на її значення при нульовій затримці:

$$r_{\text{c}}(k\tau_q, h_i)\Big|_{\substack{k=0,1,2,...,18 \\ i=1,2,3...,N/n}} = R_{\text{c}}(k\tau_q, h_i) / R_{\text{c}}(0, h_i). \qquad (2.39)$$

Висотний розподіл ординат АКФ сигналу розсіяння $R_{\text{c}}(k\tau_q, h_i)$ (i = 0, 1, 2, …, 18) при статистичному усередненні інформації на інтервалах Δh у випадку зміни кількості відліків згідно закону $n_i = 9 + 9i$ подано на рис. 2.33.

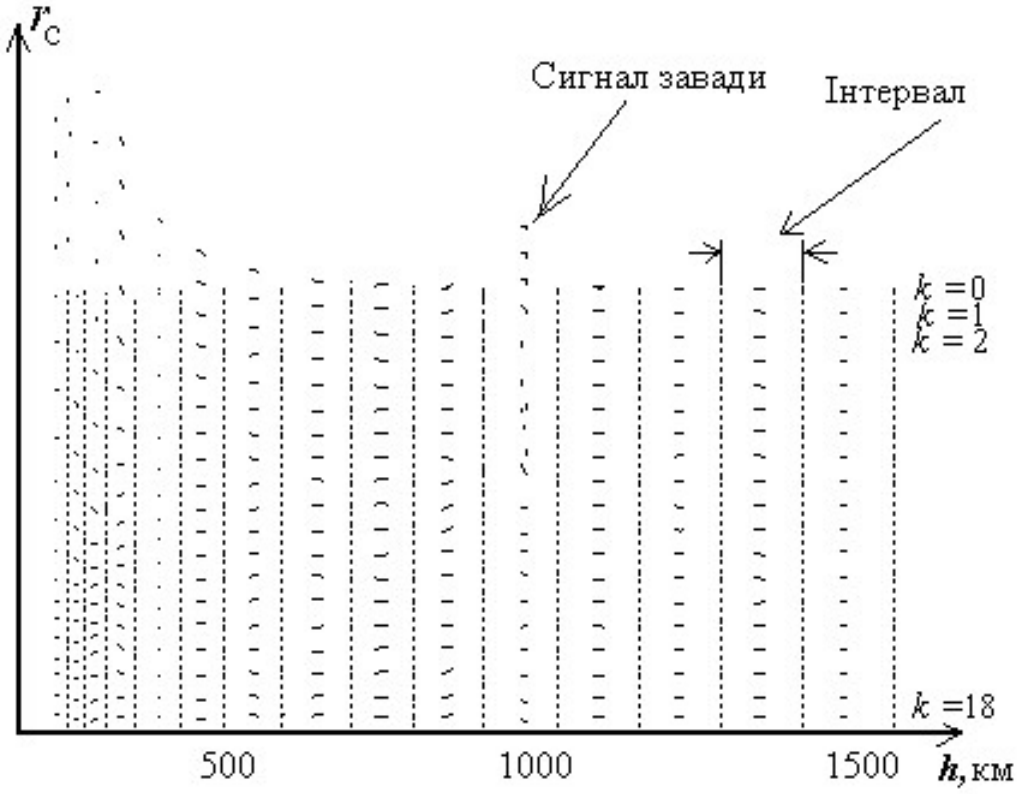


Рисунок 2.33 – Результат статистичного об’єднання відліків ординат АКФ сигналу розсіяння всередині виділених висотних ділянок

На рис. 2.34 наведено графік, за допомогою якого висотний розподіл коефіцієнтів кореляції сигналу розсіяння та їх наступне спектральне Фур’є-перетворення показані ще в одному вигляді. Оскільки в даному сеансі накопичення інтервали стробування збільшуються з висотою, то довжина висотних ділянок змінюється від $\Delta h_1 = 22$ км до $\Delta h_{15} = 168$ км.

5. У подальшому отримані коефіцієнти кореляції вигляду (2.34), що характеризують сигнал розсіяння на вході приймача радара НР, необхідно перетворити в КК $r_{Ne}(k\tau_q, h_i)$ флуктуацій електронної концентрації всередині досліджу-

ваних іоносферних об’ємів. Для виконання цих перетворень необхідно проаналізувати апаратурні і методичні особливості імпульсного зондування і висотного стробування інформації (див. розд. 3).

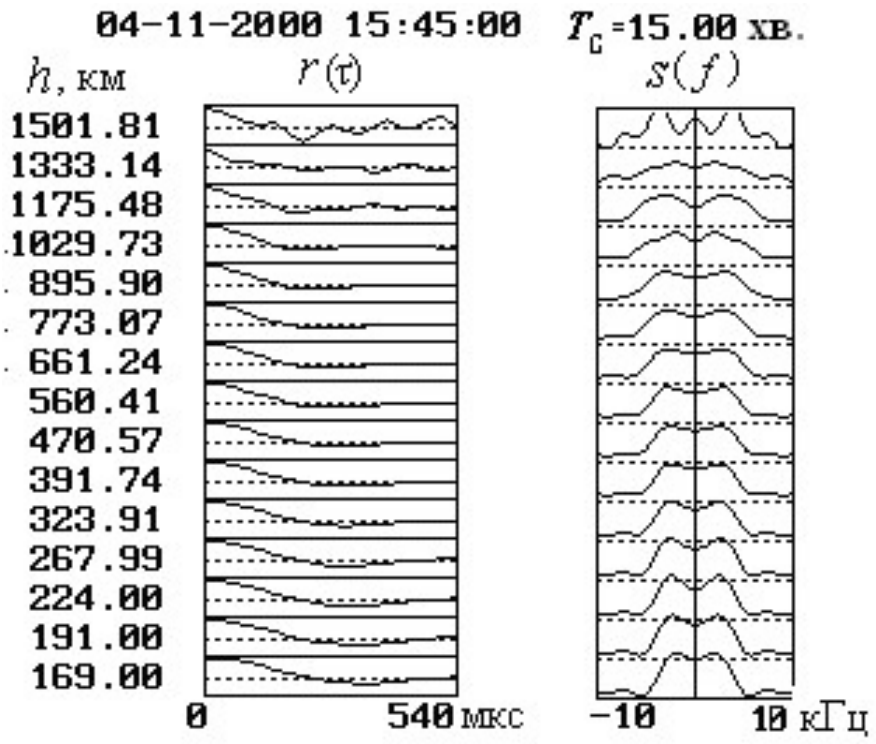


Рисунок 2.34 – Результат використання напівлогарифмічного закону статистичного об’єднання ординат АКФ з висотою

6. У процесі перетворення всієї цієї іоносферної інформації необхідно проводити періодичний контроль достовірності результатів проміжних обчислень (див. докладніше в розд. 4). Подібний аналіз припускає виявлення і виключення аномальних викидів у вигляді сигналів завад, присутніх серед модифікованих числових послідовностей.

7. На останньому етапі моделювання з використанням обчислених коефіцієнтів кореляції $r_{Ne}(k\tau_q, h_i)$ потрібно провести розрахунки значень іоносферних параметрів, а саме – температур електронів і іонів, електронної концентрації, іонного складу та швидкості руху плазми.

2.12. Фур'є-перетворення коефіцієнтів кореляції в спектр сигналу НР

Розглянемо особливості одержання інформації про спектр сигналу НР за значеннями його автокореляційної функції.

Точні значення спектра сигналу розсіяння $S(\omega, h_i)$ стосовно кожної i-ї висотної ділянки можна одержати тільки в тому випадку, коли в складі радара НР використовується спектроаналізатор. Коли ж у наявності є лише корелятор, то розрахунки спектра можна здійснювати лише для випадку використання довгого зондувального радіоімпульсу і при залученні аналітичного виразу, який базується на Фур'є-перетворенні кореляційної функції (коефіцієнтів кореляції), а саме

$$S(\omega,h_i) \cong \int_{\tau=-\infty}^{\infty} r(\tau,h_i)\ e^{-j\omega\tau} d\tau = \\ = \int_{\tau=-\infty}^{\infty} [r(\tau,h_i)\cos(\omega\tau) - j\, r(\tau,h_i)\sin(\omega\tau)]d\tau. \tag{2.40}$$

Потрібно пам'ятати, що забезпечити граничні значення $[-\infty;\infty]$ меж інтегрування при реалізації виразу (2.40) практично неможливо. Тому під час таких перетворень необхідно оперувати їх кінцевими значеннями [$\tau_{поч}$; $\tau_{кін}$]. При цьому заздалегідь передбачається, що результати обчислень вигляду (2.40) за участю кореляційних функцій, отриманих під час експерименту, можуть мати значні похибки розрахунків. Це і обумовлює використання запропонованого варіанта розрахунку спектра тільки для потреб візуального контролю даних.

Таким чином, подібні розрахунки прийнятні лише тоді, коли потрібен допоміжний контроль, наприклад, правильності функціонування апаратури приймання й обробки в цілому, або контроль перебування параметрів сигналу НР у припустимих межах. У деяких випадках така інформація про спектр потрібна і як допомога при прийнятті рішень про те, чи мають місце аномальні події в іоносфері і т. д.

У цифровому вигляді розрахунки дійсної S_{Re} і уявної S_{Im} частин нормованого спектра сигналу НР реалізуються в такий спосіб:

$$S_{\mathrm{Re}}(l\Delta\omega, h_i) \cong \sum_{k=1}^{K} r_{\cos}(k\tau_q, h_i)\cos(l\Delta\omega \cdot k\tau_q);$$
$$S_{\mathrm{Im}}(l\Delta\omega, h_i) \cong \sum_{k=1}^{K} r_{\sin}(k\tau_q, h_i)\sin(l\Delta\omega \cdot k\tau_q), \qquad (2.41)$$

де l – число спектральних ліній обчислювального спектра (звичайно достатньо l = 20 … 30); $\Delta\omega$ – крок за частотою; K =18 – число ординат АКФ.

Отримані за допомогою виразу (2.41) спектри сигналу НР можна бачити на рис. 1.19 і рис. 2.34.

Контрольні питання

1. Назвіть статистичні характеристики стаціонарного випадкового процесу, які використовують при аналізі стану іоносферної плазми.

2. Назвіть характеристики, що відображають динаміку випадкових процесів у часі.

3. За рахунок чого можна одержати обвідну АКФ сигналу розсіяння без його попереднього детектування?

4. З яких міркувань при реалізації схем кореляторів вибирають крок за затримкою τ_q (відстань між ординатами АКФ) та кількість реально потрібних ординат?

5. Як відрізняється форма АКФ сигналу розсіяння при використанні імпульсів зондування різної довжини?

6. За рахунок яких технічних особливостей корелятора можна одержати квадратурні складові АКФ сигналу розсіяння?

7. Як можна отримувати дані з верхніх ділянок іоносфери та одночасно з цим – з високою роздільною здатністю з нижніх ділянок?

8. Назвіть основні етапи апаратурної та алгоритмічної обробок сигналу розсіяння з метою одержання коефіцієнтів кореляції флуктуацій електронної концентрації.

9. Як отримати АКФ сигналу розсіяння одночасно у вигляді основних і дзеркальних складових?

10. Яким чином за рахунок значного збільшення кількості цифрових відліків сигналу розсіяння можна зменшити похибки комп'ютерного обчислення ординат АКФ?

11. В чому особливість використання теореми відліків при цифровому перетворюванні сигналу НР?

11. Яка різниця у формі АКФ сигналу розсіяння у випадку використання пар імпульсів зондування?

12. За допомогою яких процедур виділяють сигнали відбиття від літальних космічних об'єктів?

13. Які характеристики руху об'єктів можна отримати по когерентним сигналам відбиття?

13. В чому суть поетапних розрахунків АКФ сигналу розсіяння, які використовуються у випадку випромінювання довгого радіоімпульсу зондування.

14. За допомогою яких розрахунків у методі НР одержують форму спектру сигналу НР?

Список літератури до розділу 2

1. Рогожкин Е.В. Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния : монография / Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев, В.Н. Лысенко. – Х. : НТУ "ХПИ", 2008. – 256 с.

2. Рогожкин Е.В. Система обработки НР сигнала / Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев // Вестн. ХПИ. Исследование ионосферы методом НР. – Х. : ХГУ, 1989. – № 276, Вып. 7. – С. 24–30.

3. Пуляев В.А. Автоматизированная система исследования параметров ионосферной плазмы на базе радара НР / В.А. Пуляев // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2003. – № 135. – С. 78–86.

4. Пуляев В.А. Определение параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн : монография / В.А. Пуляев, Д.А. Дзюбанов, И.Ф. Домнин. – Х.: НТУ “ХПИ”, 2010. – 240 с.

5. Эванс Дж. В. Теоретические и практические вопросы исследования ионосферы методом НР радиоволн / Дж. В. Эванс // ТИИЭР. – 1969. – Т.57, №4. – С. 139–175.

6. Пуляєв В.О., Рогожкін Є.В., Ємельянов Л.Я. Спосіб обчислення автокореляційної функції сигналу некогерентного розсіяння за допомогою багатоканального пристрою // Патент України на корисну модель № 120837 від 27.11.2017 р., Бюл. № 22.

7. Пуляєв В.А., Рогожкин Е.В. Цифровые технологии при зондировании ионосферы методом некогерентного рассеяния / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2016. – Вып. 187. – С. 23-28.

8. Pulyayev V.A., Rogozhkin E.V. Digital technologies for ionosphere probing by the incoherent radio-scattering technique / Telecommunications and Radio Engineering. – 2017. – V. 76, Issue 6.80.

9. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. Москва: Радио и связь, 1983. 536 с.

10. Пуляєв В. О., Ємельянов Л.Я., Рогожкін Є.В., Мірошніков А.Є. Спосіб визначення висотного розподілу радіальної складової швидкості руху плазми методом некогерентного розсіяння радіохвиль // Патент України на корисну модель № 131879 від 11.02.2019 р., Бюл. № 3.

11. Котов Д.В. Оптимальное декодирование как способ увеличения высотного разрешения при измерениях профиля мощности НР сигнала / Д.В. Котов, В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Автоматика и приборостроение. – Х. : НТУ “ХПИ”, 2006. – № 31. – С. 77–83.

12. Пуляєв В.О., Рогожкін Є.В., Ємельянов Л.Я. Спосіб визначення за допомогою радарів некогерентного розсіяння радіальної складової швидкості руху штучних космічних об'єктів // Патент України на корисну модель № 138959 від 10.12.2019 р., Бюл. № 23.

13. Пуляєв В. О., Підвищення точності розрахунку ординат АКФ сигналу розсіяння / В.О. Пуляєв, Л.Є. Ємельянов, Є.В. Рогожкін // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Радіофізика та іоносфера. –2018. – № 43 (1319). – С. 13 – 17.

14. Skolnik M.I., Introduction to RADAR Systems, Seond Ed., Singapore: McGraw Hill Publications, 1981.

15. Ziomek C.; Corredoura P. Digital I/Q demodulator // Proceedings Particle Accelerator Conference 1-5 May 1995 USA, IEEE 2002.

16. Niranjan R.K., Rajendra Naik B. Approach of Pulse Parameters Measurement Using Digital IQ Method // International Journal of Information and Electronics Engineering. 2014. Vol. 4, No. 1. P. 31-35.

17. Taran V.I., Rogozhkin E.V., Grigorenko E.I, Gridin A.N., Golobin V.I., Liokumovich V.I., Chernyaev S.V. Specialized measurement system of the Khar'kov Polytechnic Institute for investigating the ionosphere by the incoherent-scattering method // Radiophysics and Quantum Electronics. 1975. Vol. 18, Iss. 9, P. 1026-1027.

18. Рогожкин Е.В., Маенко Ф.А. Цифровой коррелометр для исследований сигналов с известной центральной частотой спектра // Вестник ХПИ. Сер. "Автоматика и приборостроение". Харьков, 1975. №103 (2). С. 70-74.

19. Рогожкин Е.В., Белозеров Д.П., Еремин А.Н. Информационные возможности цифровой обработки радиосигналов при известной несущей частоте // Вестник Нац. техн. ун-та "ХПИ": сб. науч. тр. Темат. вып.: Радиофизика и ионосфера. – Харьков: НТУ "ХПИ". 2003. № 7, т. 4. С. 81-88.

20. Емельянов Л.Я., Лялюк А.И., Рогожкин Е.В. Особенности обработки сигналов некогерентного рассеяния на радаре Института ионосферы // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2015. Вып. 182. С. 29-33.

21. Рогожкин Е.В., Подъячий Ю.И., Емельянов Л.Я. Модификация цифрового представления радиолокационных сигналов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 196. С. 69-75.

Розділ 3

ВІДНОВЛЕННЯ ПО АКФ СИГНАЛУ РОЗСІЯННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ КОРЕЛЯЦІЇ ФЛУКТУАЦІЙ ІОНОСФЕРНОЇ ПЛАЗМИ

Розглянемо обчислювальні операції, мета яких складається в подальшому перетворенні статистичних (кореляційних та спектральних) характеристик сигналу розсіяння шляхом відновлення по АКФ цього сигналу коефіцієнтів корреляції флуктуацій іоносферної плазми. Ці операції повинні відбуватися з врахуванням ступеня впливу [1, 2] апаратурних факторів і особливостей імпульсного зондування, обумовлених використанням різних режимів випромінювання, приймання та оброблення сигналу розсіяння.

Особливості імпульсного зондування призводять до того, що коефіцієнти кореляції $r_c(\tau, h)$ сигналу розсіяння, який реєструється на вході радіоприймального пристрою, є відмінними від коефіцієнтів кореляції $r_{Ne}(\tau, h)$ флуктуацій електронної концентрації, що мають місце у точці розташування іоносферної плазми. Від коректності виконання операцій приведення $r_c(\tau, h)$ до $r_{Ne}(\tau, h)$ залежить достовірність подальших результатів інтерпретації кореляційних функцій.

Як показує практика вимірювань, точність математичних перетворень в основному залежить від тих операцій, що пов'язані з врахуванням таких факторів [5]:

- способу стробування інформації для утворення висотних інтервалів Δh потрібної протяжності;
- структури імпульсів зондування і їх довжини T_i;
- особливостей перехідних процесів в антенно-фідерній системі радара НР;
- функціональних особливостей роботи корелятора;
- особливостей характеру розподілу електронної концентрації $N_e(h)$ вздовж напрямку зондування;

- особливостей аналого-цифрового перетворення сигналу розсіяння;
- форми АЧХ смугового фільтра приймального каналу та інших.

Розглянемо докладніше процедури, які використовуються під час математичних операцій над кореляційними функціями в указаних випадках.

3.1. Особливості перетворень, пов'язаних зі стробуванням числових послідовностей

Інформація, отримана впродовж однієї радіолокаційної розгортки дальності, має вигляд числової послідовності, яка складається з N цифрованих з періодом τ_q значень прийнятого сигналу. Виходячи з того, що на першому етапі необхідно сформувати сигнали для висотних ділянок кінцевої протяжності Δh, потрібно реалізувати стробування, пов'язане з розкладанням усієї послідовності на обмежені інтервали (вибірки), які містять по n числових значень у кожному.

Такий підхід приводить до наступного. Коли відповідно до виразу (2.13) серед вибірок буде організовано статистичне накопичення значень ординат АКФ, кількість пар чисел, що перемножуються, з ростом номера ординати k буде зменшуватися. Так, відповідно до структури корелятора, наведеної на рис. 2.4, при довжині однієї вибірки в $n = 19$ елементів кількість пар зменшиться зі значення n (випадок обчислення потужності в нульовому каналі) до $n - 18 = 1$ (обчислення ординати в останньому кореляційному каналі).

Для узгодження цієї процедури, яка використовує неоднакову кількість пар під час розрахунку ординат (тобто для вирівнювання кількості накопичень по кожній ординаті) потрібна операція корегування остаточних результатів [3, 5]. Вона полягає в діленні значень коефіцієнтів кореляції сигналу r_c, розрахованих за допомогою виразу (2.39), на вагові коефіцієнти, що являють собою АКФ стробу $R_{стр}$, тобто

$$r_c^{кор1}(k\tau_q, h_i)\Big|_{\substack{k=0,1,2,\ldots 18 \\ i=1,2,3,\ldots N/n}} = \frac{r_c(k\tau_q, h_i)}{R_{стр}(k\tau_q)}\ , \qquad (3.1)$$

де $R_{стр}(k\tau_q) \cong R_{стр}(k, n) = n - k$.

Як приклад: коли задано випадки $n = 19$ або $n = 20$, то коефіцієнти $R_{стр}(k, n)$ будуть являти собою варіанти, наведені на рис. 3.1.

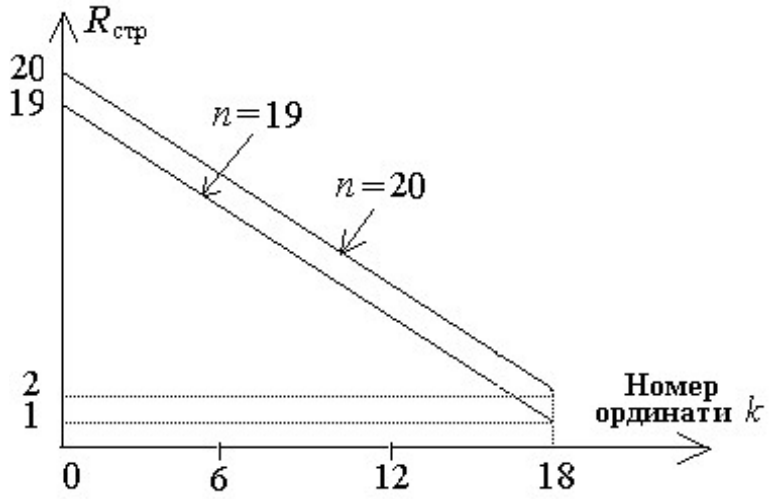


Рисунок 3.1 – Коригувальні коефіцієнти для ординат АКФ
при використанні стробування інформації всередині висотних ділянок

3.2. Особливості перетворень, пов’язаних з ефектом імпульсного зондування

Має місце декілька аспектів, пов’язаних з ефектом імпульсного зондування, яке впливає на результати обчислень АКФ сигналу НР. Опускаючи ті з них, що пов’язані [4, 5] з частотою заповнення імпульсу, а також з фазою і амплітудою цієї частоти, розглянемо випадок, коли обвідна радіоімпульсу має строго прямокутну форму, і проаналізуємо його.

3.2.1. *Врахування спотворень, пов’язаних з довжиною радіоімпульсу зондування*

Одне зі спотворень пов’язане з характером імпульсного зондування іоносфери і полягає в такому.

Через те, що довжина радіоімпульсу зондування визначає розмір об’єму зони розсіяння, то при обробленні має місце наступний ефект.

Виявляється, що зі збільшенням номера k ординати кореляційної функції скорочується [1, 5, 6] зона перекриття в просторі імпульсних об'ємів, розсіяння від електронів усередині яких бере участь у когерентному накопиченні результатів. Таке укорочення уздовж висоти корельованих зон відбувається зі значення $\frac{cT_\text{i}}{2}$ до $\frac{cT_\text{i}}{2} - k\frac{c\tau_q}{2}$. У результаті цього при розрахунках ординат когерентне накопичення відбувається завдяки наявності кореляції між розсіянням від електронів, які знаходяться лише всередині тих висотних діапазонів, що перекриваються.

Для ілюстрації подібного ефекту на рис. 3.2 наведено випадок перемножування сигналів, які зафіксовані в момент t_0 (перший цифрований відлік) і в момент $t_0 + \tau_q$ (другий відлік). Висотні елементи Δ_1 і Δ_2, відстань між якими на порядки більше дебаєвського радіуса екранування, не перекриваються, тому сигнали, розсіяні ними, не корельовані.

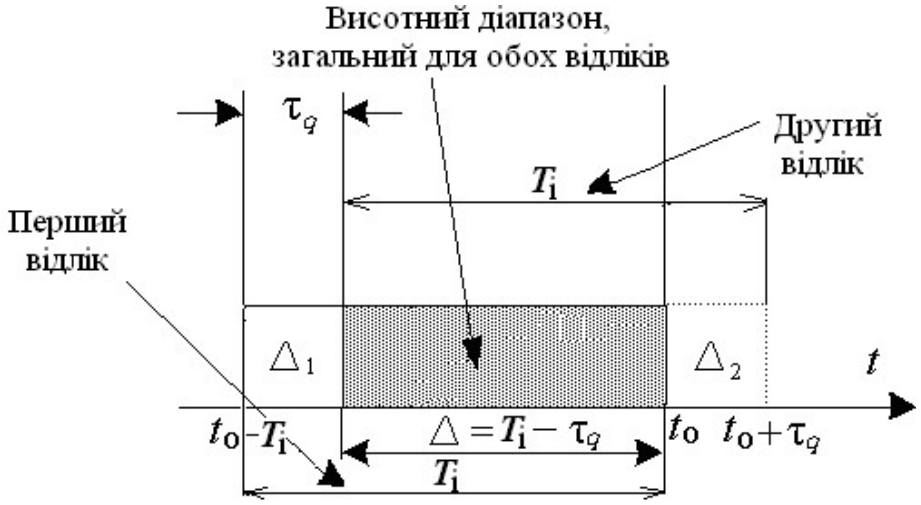


Рисунок 3.2 – Перекриття двох відліків прийнятого сигналу

Штрихуванням позначена та частина Δ об'єму розсіяння, що, зменшуючись пропорційно росту затримки $k\tau_q$ (у процесі збільшення номера кореляційного каналу), є загальною, отже тільки вона і вносить корельований (ненульо-

вий) вклад у результат статистичного накопичення при перемножуванні цих відліків.

Для ослаблення ефекту зменшення довжини зони перекриття як один з варіантів можна використовувати відновлення значень АКФ сигналу НР [1, 5]. Це легко реалізувати шляхом їх корекції за допомогою вагових коефіцієнтів r_{i}, що являють собою нормовану АКФ обвідної прямокутного радіоімпульсу зондування довжиною T_{i}:

$$r_{\text{c}}^{\text{кор2}}(k\tau_{\text{q}}, h_i) = \frac{r_{\text{c}}^{\text{кор1}}(k\tau_q, h_i)}{r_{\text{i}}(k\tau_q)}, \qquad (3.2)$$

де $r_{\text{i}}(k\tau_q) \cong 1 - \dfrac{k\tau_q}{T_{\text{i}}}$ у випадку ідеально прямокутної форми обвідної імпульсу.

Коефіцієнти $r_{\text{i}}(k\tau_q)$, які використовуються для корекції цих значень, для випадку зондування іоносфери ідеально прямокутним радіоімпульсом довжиною T_{i} = 0,8 мс подані на рис. 3.3.

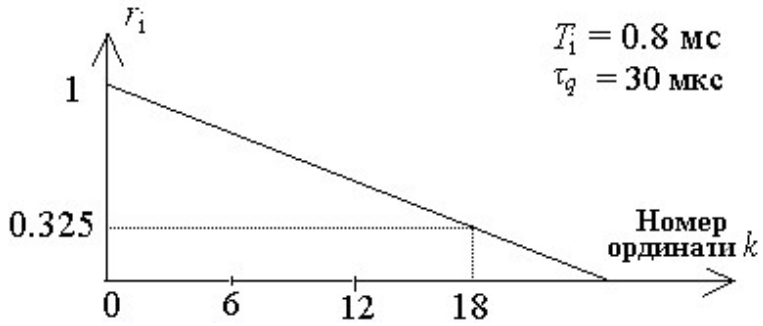


Рисунок 3.3 – Коригувальні коефіцієнти для ординат АКФ,
що пов’язані з довжиною імпульсу зондування

Примітка. *Варто враховувати, що математичні операції (3.1) і (3.2) над коефіцієнтами кореляції сигналу НР викликають збільшення їх флуктуацій (дисперсії), причому тим сильніше, чим більший номер ординати АКФ.*

3.2.2. Залежність спектру флуктуацій електронної концентрації від спектральних характеристик імпульсу зондування

У роботі [7] акцентується, що при використанні інформації про спектр флуктуацій електронної концентрації $S_{Ne}(f)$, особливо якщо йдеться про контроль незначних змін у його формі, мова йде про випадок дослідження НР сигналу, сформованого в дуже вузькому частотному інтервалі, тобто коли випромінювання має монохроматичний характер. Але при імпульсному режимі зондування ширина та форма спектра сигналу розсіяння може бути неспотвореною тільки в тому випадку, якщо зондувальний імпульс має значну довжину, тобто похибки, внесені кінцями імпульсу, незначні.

У дослідженнях [8] виведені конкретні умови, згідно з якими для одержання більшої частини інформації, що вкладена у флуктуаційний спектр, ширина спектра імпульсу не повинна перевищувати 1/5 частину спектрального розширення цього флуктуаційного спектра. Для аналізу діапазонів розширення моделювалася [9] процедура згортки спектра флуктуацій електронної концентрації $S_{Ne}(f)$, який одержано для різних іоносферних рівнів, зі спектром $S_{\text{імп}}(f)$ імпульсу зондування прямокутної форми та довжиною $T_{\text{і}} = 660$ мкс. Розглядався випадок випромінювання на частоті $f_{\text{о}} = 158$ МГц з періодами слідування імпульсів 1 Гц (безперервне випромінювання), 2 Гц, 10 Гц та 25 Гц (один із режимів роботи харківського радара НР).

На рис. 3.4,*а* демонструються модулі спектру цього імпульсу, розрахованого відносно центральної частоти зондування $f_{\text{о}}$ при зазначених вище параметрах. За допомогою обчислень (пряма задача розсіяння) також були розраховані два аналітичні спектри флуктуацій електронної концентрації, які показані на рис. 3.4,*б* (суцільні лінії).

Відносно наведеного режиму випромінювання харківського радара НР можна сказати, що вплив імпульсу зондування полягає в тому, що на вході радара присутній сигнал розсіяння, який у цьому випадку набув додаткового ро-

зширення спектра від 4 до 18 %. Отримана інформація цієї операції демонструються на рис. 3.4,*б* (штрихові лінії).

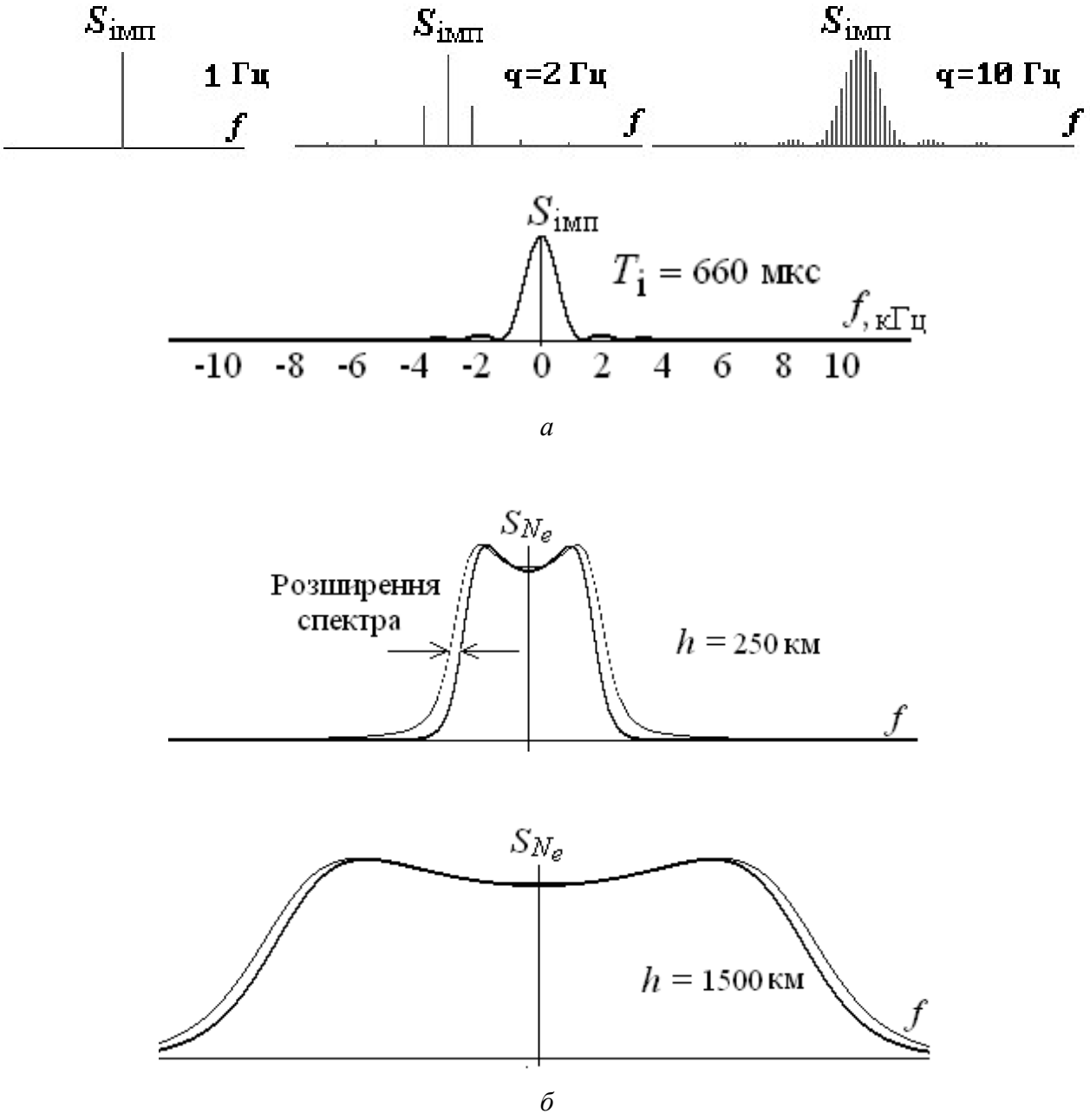


Рисунок 3.4 – Модулі спектрів радіоімпульсу зондування при різній його довжині (*а*) та ефект уширення спектру прийнятого сигналу НР (*б*) з різних висотних ділянок

Для більш детального табличного аналізу були обрані висотні ділянки денної іоносфери з центрами на висоті 250 км (T_i = 1000 K, T_e = 1000 K і O^+ = 100 %), на висоті 400 км (T_i = 1000 K, T_e =1500 K і H^+ = 20 %), на висоті 800 км (T_i =1500 K, T_e = 2000 K і H^+ = 50 %) та на висоті 1500 км (T_i = 3000 K,

T_e = 3000 K і H^+ =100 %), На основі цих даних була реалізована згортка наведених спектрів. Тут же для порівняння наведено результати розрахунків при протяжності імпульсу T_i = 800 мкс, який використовувався в одному із режимів випромінювання на цьому радарі.

Результат цього аналізу представлено в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Числові розрахунки значень уширення спектру сигналу НР для вибіркових параметрів плазми та в залежності від довжини імпульсу зондування

Довжина імпульсу зондування, мс	*h* = 250 км Ti =1000 K Te = 1000 K H^+ = 0 %	*h* = 400 км Ti =1000 K Te = 1500 K H^+ = 20 %	*h* = 800 км Ti =1500 K Te = 2000 K H^+ =50 %	*h* = 1500 км Ti = 3000 K Te = 3000 K H^+ = 100 %
	Ступінь уширення спектру, %			
660	18	15	10	4
800	13	11	6	3

Як можна бачити, для таких вибіркових значень параметрів, що мають місце на деяких висотах, ступінь відносного впливу спектру імпульсу зондування зменшується з ростом висоти *h*, тому що через зростання в складі іоносферної плазми концентрації легких іонів власна ширина спектру сигналу розсіяння збільшується.

З метою перевірки дієвості процедури модифікації бібліотеки з її допомогою були реалізовані два варіанти розрахунку кінетичних температур іоносферної плазми по висотному розподілу кореляційних функцій сигналу НР, отриманих 22 вересня 2020 року в одному з сеансів вимірювань тривалістю 1 хв. (рис. 3.5). У першому варіанті (*а*) проводився розрахунок із використанням користуванням не модифікованих бібліотечних функцій, а в другому (*б*) – після їх уточнення.

Висновки. Наведені результати досліджень і обробка сигналу НР показують, що в залежності від стану іоносферної плазми ширина спектра імпульсу зондування може значно впливати на точність розрахунку саме такого параметру, як температура іонів, і в трохи меншій мірі – на точність розрахунку температури електронів, що свідчить про необхідності врахування такої ситуації.

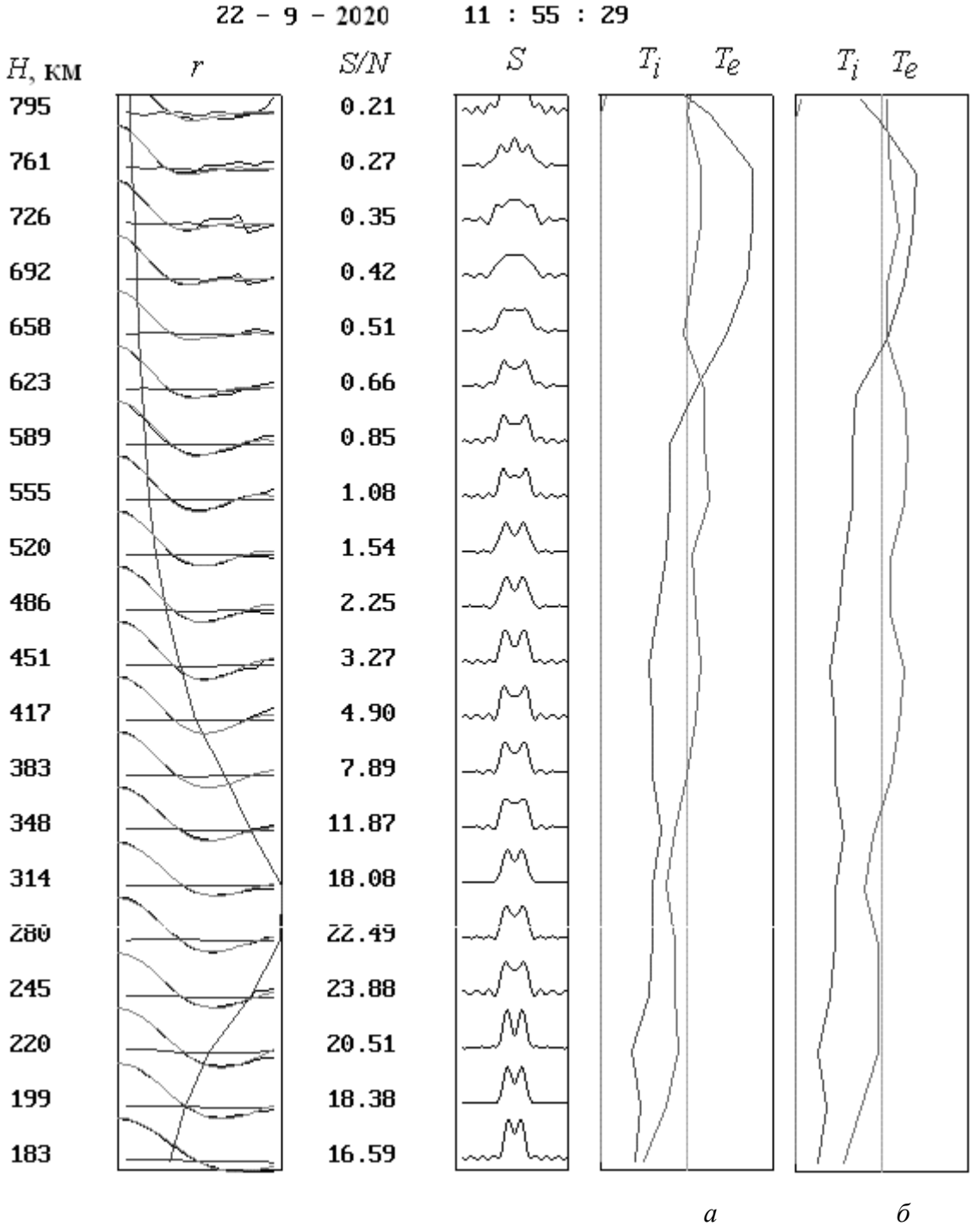


Рис. 3.5 – Приклад розрахунків параметрів плазми без використання (*а*) та з використанням (*б*) корекції АКФ прийнятого сигналу на форму спектра імпульсу зондування

3.2.3. *Врахування спотворень, пов'язаних із ефектом згладжування результатів вздовж висоти*

Радар НР Інституту іоносфери при іоносферних вимірюваннях в одному із режимів використовує імпульс зондування з прямокутною обвідною, яка відповідає висотному розрізненню порядку 100 км. У такому випадку виникають спотворення, пов'язані з ефектом так званого імпульсного згладжування результатів.

Розглянемо 2 приклади реалізації процедур, що дозволяють відновлювати згладжений висотний профіль потужності сигналу НР, базовий для розрахунку висотного розподілу концентрації електронів.

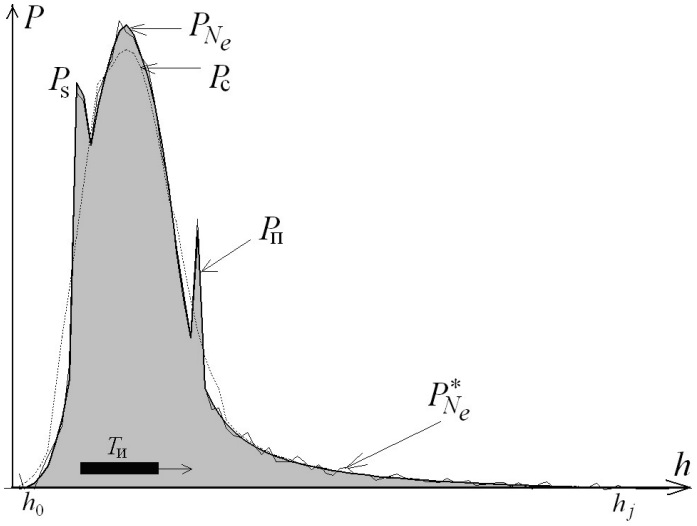
Перший варіант [5, 6, 10] процедури зворотного згладжування, в якому перетворення форми профілю потужності $P_c(h)$ у неспотворений профіль $P_{Ne}(h)$, передбачається за рахунок виконання наступних дій.

На рис. 3.6 наведено моделювання висотного профілю потужності $P_{Ne}(h)$, $h = \overline{h_0, h_j}$ сигналу розсіяння, зображеного для випадків його розрахунку при різних відношеннях сигнал/шум. На його фоні накладено профіль потужності $P_c(h)$, змодельований як результат обробки $P_{Ne}(h)$ в каналі корелятора, що здійснив його корекцію (відновлення) до вигляду профілю перерізу розсіяння за допомогою методики, що викладена нижче.

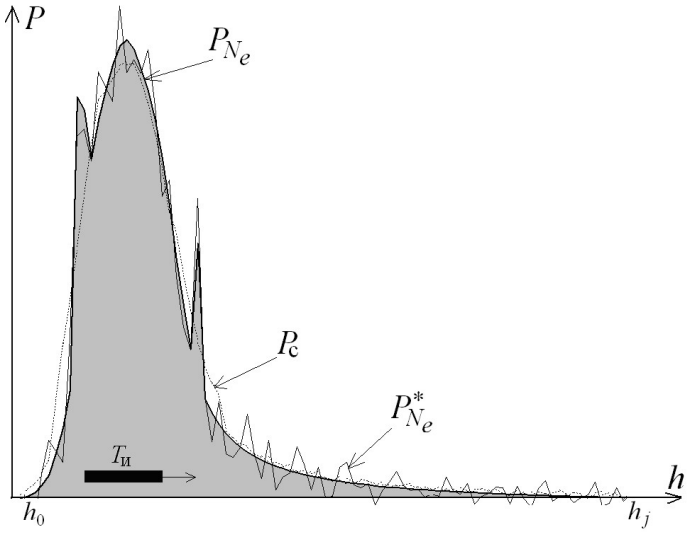
Наведене моделювання демонструє, як в результаті дії довгого радіоімпульсу зондування (у нашому випадку T_i відповідає протяжності сигналу вздовж інтервалу висот біля 100 км) ефект згладжування призводить до спотворення прийнятого сигналу. Як результат у районі максимуму шару F2 будуть реєструватися значення потужності P_c, на 10–20 % менші від справжньої величини P_{Ne}. Крім того, через подібний ефект стають нерозрізненими сигнали від спорадичного шару E_S, зате можна спостерігати контрастні відбиття від дискретних об'єктів.

Щоб мати можливість зворотного перетворення форми $P_c(h)$ у профіль $P_{Ne}(h)$, треба провести наступне.

Період дискретизації сигналу в АЦП установлюється таким чином, щоб відносно довжини імпульсу зондування суворо дотримувалася кратність величини τ_q, тобто $T_{\text{і}} = n\tau_q$ (n – ціле). За таких умов стають діючими викладені нижче математичні залежності у вигляді системи рівнянь (3.3), що зв'язують інформацію між $P_{\text{с}}(h)$ і $P_{Ne}(h)$.



а



б

Рисунок 3.6 – Моделювання процесу отримання профілю потужності сигналу НР і процесу його відновлення до профілю перерізу розсіяння для різних випадків відношень сигнал/шум, а саме $q = 20$ (*а*) і $q = 1$ (*б*)

Як приклад розглянемо випадок, коли одна з таких залежностей (перше рівняння системи) описує сигнал із самої верхньої ділянки, розташованої на висоті h_j.

Ця ділянка вибрана за тієї умови, що під час руху імпульсу сигналу зондування вздовж променя радіолокатора вперше прийнято такий слабкий сигнал $P_{\text{с}}(h_j)$, який уже можливо прийняти за нульовий. Тоді другим рівнянням системи можна описати сигнал з ділянки, що розташована нижче, і т.д. з поступовим спусканням у процесі процедури до ділянки на висоті h_2.

У результаті, для випадку $n = 5$ і розглянутого діапазону висот [h_0, h_1, …, h_j] ці залежності набувають вигляду:

$$
\begin{aligned}
&P_{\text{с}}(h_j) = 0 = [P_{Ne}(h_{j-2}) + P_{Ne}(h_{j-1}) + P_{Ne}(h_j) + P_{Ne}(h_{j+1}) + P_{Ne}(h_{j+2})]/5;\\
&P_{\text{с}}(h_{j-1}) = [P_{Ne}(h_{j-3}) + P_{Ne}(h_{j-2}) + P_{Ne}(h_{j-1}) + P_{Ne}(h_j) + P_{Ne}(h_{j+1})]/5\ ;\\
&P_{\text{с}}(h_{j-2}) = [P_{Ne}(h_{j-4}) + P_{Ne}(h_{j-3}) + P_{Ne}(h_{j-2}) + P_{Ne}(h_{j-1}) + P_{Ne}(h_j)]/5\ ;\\
&P_{\text{с}}(h_{j-3}) = [P_{Ne}(h_{j-5}) + P_{Ne}(h_{j-4}) + P_{Ne}(h_{j-3}) + P_{Ne}(h_{j-2}) + P_{Ne}(h_{j-1})]/5\ ;\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
&P_{\text{с}}(h_2) = [P_{Ne}(h_0) + P_{Ne}(h_1) + P_{Ne}(h_2) + P_{Ne}(h_3) + P_{Ne}(h_4)]/5\ .
\end{aligned}
\qquad (3.3)
$$

Перший рядок системи (3.3) означає, що у вихідному профілі потужності складові $P_{Ne}(h_{j-2})$, $P_{Ne}(h_{j-1})$, $P_{Ne}(h_j)$, $P_{Ne}(h_{j+1})$ і $P_{Ne}(h_{j+2})$, які взяті для формування сумарного (нульового за умовою) результату $P_{\text{с}}(h_j)$ з ділянки під номером j, усі є нульовими.

Знаючи цю інформацію та аналізуючи другий рядок цієї системи, виявляємо, що перший ненульовий відлік $P_{\text{с}}(h_{j-1})$ з висотної ділянки під номером j–1 дозволяє знайти перше ненульове значення і на вихідному профілі, тобто значення $P_{Ne}(h_{j-3}) = 5P_{\text{с}}(h_{j-1})$. Вирішуючи третє, четверте і т.д. рівняння системи і рухаючись при цьому до початку висотної шкали, по черзі аналогічним чином розраховуються всі наступні значення $P_{Ne}(h)$.

Відповідний цим діям алгоритм розрахунку уточненого профілю відображають наведені нижче вирази (3.4), що отримані після упорядкування елементів у системі (3.3).

Така процедура розрахунку за експериментально отриманими даними, який починається “з кінця”, дозволяє, використовуючи нескладні математичні

перетворення, одержати вихідний профіль вигляду $P_{Ne}(h)$, і в результаті наблизитися до висотного розрізнення, яке б забезпечив укорочений у n разів імпульс зондування. У результаті таких обчислень ми маємо можливість максимально наблизитися до вигляду первісного профілю електронної концентрації, а значить, є можливість більш контрастного виділення відбиттів від літальних об'єктів і детального аналізу структури іоносферних шарів, зокрема F_1 і E_S.

$$\begin{cases} \left.\begin{array}{l} P_{Ne}(h_j) = 0; \\ P_{Ne}(h_{j-1}) = 0; \\ P_{Ne}(h_{j-2}) = 0; \end{array}\right\} \text{Обов'язкова умова} \\ P_{Ne}(h_{j-3}) = 5 \cdot P_c(h_{j-1}); \\ P_{Ne}(h_{j-4}) = 5 \cdot P_c(h_{j-2}) - P_{Ne}(h_{j-3}); \\ P_{Ne}(h_{j-5}) = 5 \cdot P_c(h_{j-3}) - P_{Ne}(h_{j-4}) - P_{Ne}(h_{j-3}); \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ P_{Ne}(h_0) = 5 \cdot P_c(h_2) - P_{Ne}(h_1) - P_{Ne}(h_2) - P_{Ne}(h_3) - P_{Ne}(h_4)\,. \end{cases} \quad (3.4)$$

Наступний варіант [11] перетворення форми профілю потужності $P_c(h)$ в неспотворений профіль $P_{Ne}(h)$ досягається за рахунок введення до розрахунків допоміжної аналітичної функції. Ця функція буде додатково пов'язувати між собою значення відліків потужності сигналу розсіяння від сусідніх іоносферних ділянок і дозволить реалізувати процедуру, що скомпенсує ефект згладжування, визваний використанням довгого зондувального радіоімпульсу.

Так як згідно радіолокаційній теорії іоносфера представляє собою безліч безперервно розподілених у просторі елементарних цілей (іонізованих часток), то в будь-який момент часу потужність розсіяння складається з суми складових сигналу від тих висотних ділянок плазми, що захоплюються дискретами зондувального імпульсу. Ці складові невідомої потужності $P(h)$ сигналу розсіяння від кожної висотної ділянки розраховуються за допомогою додатково введеної

аналітичної функції, що описує зв'язки між ними і характеризується поліномом *n*-ї степені.

Кратність спрацьовування АЦП установлюється в співвідношенні $T_{\text{і}} = (n+1)\Delta t$, де $T_{\text{і}}$ – довжина імпульсу зондування і Δt – крок (кратність) зняття цифрових відліків з виходу радіоприймального пристрою. Для розрахунку ж висотного профілю $P(h)$ використовується вираз, що описує прийнятий радаром та попередніми розрахунками "звільнений" від шуму сигнал у кожній *i*-й точці профілю сумою

$$P_{\Sigma}(h_i) = P(h_i) + P(h_{i+1}) + P(h_{i+2}) + ... + P(h_{i+n}). \qquad (3.5)$$

Відліки $P_{\Sigma}(h_i)$ отримуються в системі обробки, а ось складові $P(h_i)$, з яких вони утворені, пропонується вважати пов'язаними між собою залежністю, яка описується поліномом *n*-ї степені

$$P(h_i) = a_0 + a_1 h_i + a_2 h_i^2 + a_3 h_i^3 + ... + a_n h_i^n . \qquad (3.6)$$

При підстановці цього поліному на місце кожної висотної складової у виразі (3.5) отримаємо по відношенню до ділянки за номером *i* наступне:

$$\begin{aligned}
P_{\Sigma}(h_i) &= a_0 + a_1 h_i + a_2 h_i^2 + a_3 h_i^3 + a_4 h_i^4 + ... + a_n h_i^n + \\
&+ a_0 + a_1 h_{i+1} + a_2 h_{i+1}^2 + a_3 h_{i+1}^3 + a_4 h_{i+1}^4 + ... + a_n h_{i+1}^n + \\
&+ a_0 + a_1 h_{i+2} + a_2 h_{i+2}^2 + a_3 h_{i+2}^3 + a_4 h_{i+2}^4 + ... + a_n h_{i+2}^n + \\
&\quad ..... \\
&+ a_0 + a_1 h_{i+n} + a_2 h_{i+n}^2 + a_3 h_{i+n}^3 + a_4 h_{i+n}^4 + ... + a_n h_{i+n}^n .
\end{aligned}$$

Упорядкування цього виразу приводить до більш компактного запису:

$$P_{\Sigma}(h_i) = (n+1)\cdot a_0 + a_1 c_{1,1} + a_2 c_{2,1} + a_3 c_{3,2} + ... + a_n c_{n,1},$$

де

$$\begin{cases}
c_{1,1} = h_i + h_{i+1} + h_{i+2} + ... + h_{i+n}, \\
c_{2,1} = h_i^2 + h_{i+1}^2 + h_{i+2}^2 + ... + h_{i+n}^2, \\
..... \\
c_{n,1} = h_i^n + h_{i+1}^n + h_{i+2}^n + ... + h_{i+n}^n .
\end{cases}$$

Аналогічні результати можна отримати для всіх $n + 1$ залучених ділянок вже у вигляді наступної системи:

$$\begin{cases} P_{\Sigma}(h_i) = (n+1)\cdot a_0 + a_1 \cdot c_{1,1} + a_2 \cdot c_{2,1} + ... + a_n \cdot c_{n,1}, \\ P_{\Sigma}(h_{i+1}) = (n+1)\cdot a_0 + a_1 \cdot c_{1,2} + a_2 \cdot c_{2,2} + ... + a_n \cdot c_{n,2}, \\ P_{\Sigma}(h_{i+2}) = (n+1)\cdot a_0 + a_1 \cdot c_{1,3} + a_2 \cdot c_{2,3} + ... + a_n \cdot c_{n,3}, \\ ..... \\ P_{\Sigma}(h_{i+n}) = (n+1)\cdot a_0 + a_1 \cdot c_{1,n+1} + a_2 \cdot c_{2,n+1} + ... + a_n \cdot c_{n,n+1}, \end{cases}$$

для якої знаходяться всі останні елементи цієї системи при коефіцієнтах a_0, a_1, …, a_n, а саме

$$\begin{cases} c_{1,1} = h_i + h_{i+1} + h_{i+2} + ... + h_{i+n-1}, \\ c_{2,1} = h_i^2 + h_{i+1}^2 + h_{i+2}^2 + ... + h_{i+n-1}^2, \\ c_{3,1} = h_i^3 + h_{i+1}^3 + h_{i+2}^3 + ... + h_{i+n-1}^3, \\ ..... \\ c_{n-1,1} = h_i^{n-1} + h_{i+1}^{n-1} + h_{i+2}^{n-1} + ... + h_{i+n-1}^{n-1}, \end{cases}$$

$$\begin{cases} c_{1,2} = h_{i+1} + h_{i+2} + h_{i+3} + ... + h_{i+n}, \\ c_{2,2} = h_{i+1}^2 + h_{i+2}^2 + h_{i+3}^2 + ... + h_{i+n}^2, \\ c_{3,2} = h_{i+1}^3 + h_{i+2}^3 + h_{i+3}^3 + ... + h_{i+n}^3, \\ ..... \\ c_{n-1,2} = h_{i+1}^{n-1} + h_{i+2}^{n-1} + h_{i+3}^{n-1} + ... + h_{i+n}^{n-1}, \end{cases} \qquad (3.7)$$

……..…….

$$\begin{cases} c_{1,n} = h_{i+n-1} + h_{i+n} + h_{i+n+1} + ... + h_{i+2n-1}, \\ c_{2,n} = h_{i+n-1}^2 + h_{i+n}^2 + h_{i+n+1}^2 + ... + h_{i+2n-1}^2, \\ c_{3,n} = h_{i+n-1}^3 + h_{i+n}^3 + h_{i+n+1}^3 + ... + h_{i+2n-1}^3, \\ ..... \\ c_{n-1,n} = h_{i+n-1}^{n-1} + h_{i+n}^{n-1} + h_{i+n+1}^{n-1} + ... + h_{i+2n-1}^{n-1}. \end{cases}$$

Таким чином, маємо $n + 1$ лінійних алгебраїчних рівнянь виду (3.7) відносно невідомих коефіцієнтів a_0, a_1, …, a_n, для знаходження яких достатньо залучити стандартні методи розв'язання подібних систем.

Результати чисельного моделювання. Для підтвердження викладеної методики на рис. 3.7 наведено потужності сигналу розсіяння $P(h)$, які отримано при моделюванні з використанням поліному степені $n = 5$, а саме

$$P(h_i) = a_0 + a_1 h_i + a_2 h_i^2 + a_3 h_i^3 + \ldots + a_5 h_i^5.$$

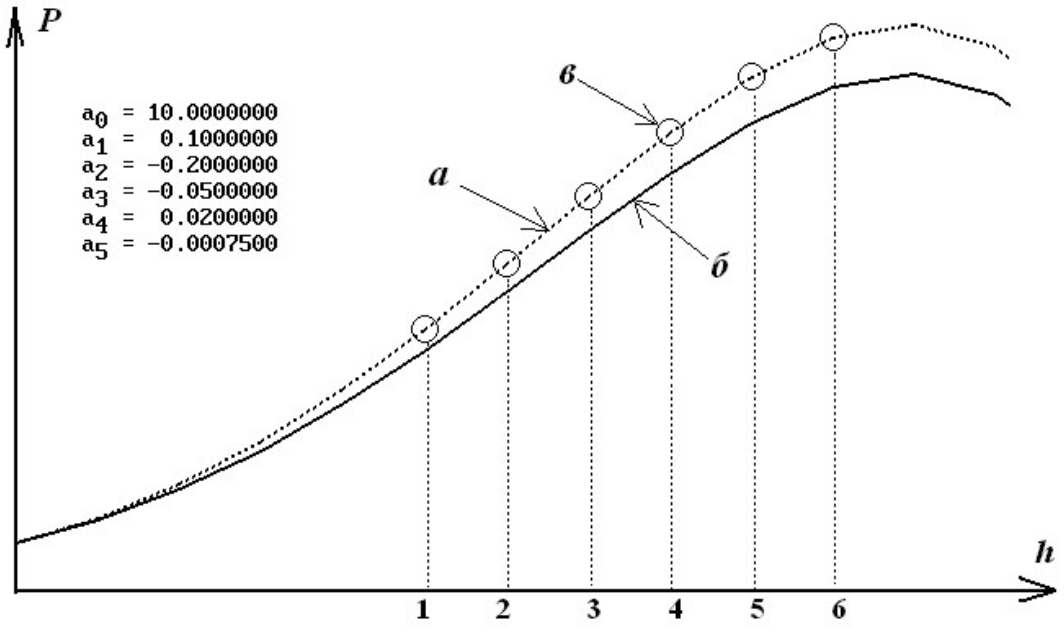


Рисунок 3.7 – Моделювання профілю потужності сигналу розсіяння (*а*) з використанням поліному степені $n = 5$, його згладжування (*б*) та зворотне відновлення після згладжування (*в*)

Цей поліном по відношенню до ділянок з номерами $i = 1, 2, \ldots, 6$ був заданий за допомогою підібраних коефіцієнтів $a_0 = 10$, $a_1 = 0.1$, $a_2 = –0.2$, $a_3 = –0.05$, $a_4 = 0.02$, $a_5 = –0.00075$ (лінія *а*). Відносно цього профілю, використовуючи ширину апертури 6, наступним кроком було змодельовано процес його імпульсного згладжування за допомогою виразу

$$P_\Sigma(h_i) = P(h_i) + P(h_{i+1}) + P(h_{i+2}) + P(h_{i+3}) + P(h_{i+4}) + P(h_{i+5})$$

і отримано профіль виду $P_\Sigma(h)$. Результат такого ковзного згладжування після нормування та співставлення даних вздовж осі h наведено у вигляді лінії *б*.

Якщо тепер запустити процедуру знаходження коефіцієнтів a_0, a_1, …, a_5 шляхом розв'язання системи (3.7), яка має 6 лінійних алгебраїчних рівнянь, то будуть отримані ті ж самі значення коефіцієнтів, що і задавалися по умові. Це демонструє приклад з відновленим профілем на рис. 3.7 (точки *в*). У цілому ж дане моделювання говорить про дієздатність запропонованого аналітичного методу відновлення профілю.

Щоб підтвердити можливість використання запропонованого методу на реальних даних, на рис. 3.8 наведено результати його дії, але вже з залученням реального профілю потужності $P_\Sigma(h)$ сигналу розсіяння, отриманого за допомогою радара НР 22.03.2019 р. (лінія *б*). На осі ординат цього рисунку зображено ще й додаткову інформацію про відношення *S*/*N* сигнал/шум, при якому цю потужність отримано.

Маючи довжину радіоімпульсу зондування, якому відповідає висотне розрізнення в 108 км, частота дискретизації сигналу була вибрана таким чином, щоб відліки фіксувалися через 18 км, тобто виконувалася умова $(n + 1) = 6$. Для регулярної іоносфери в максимумі іонізації використання подібного поліному 5-ї степені цілком достатньо.

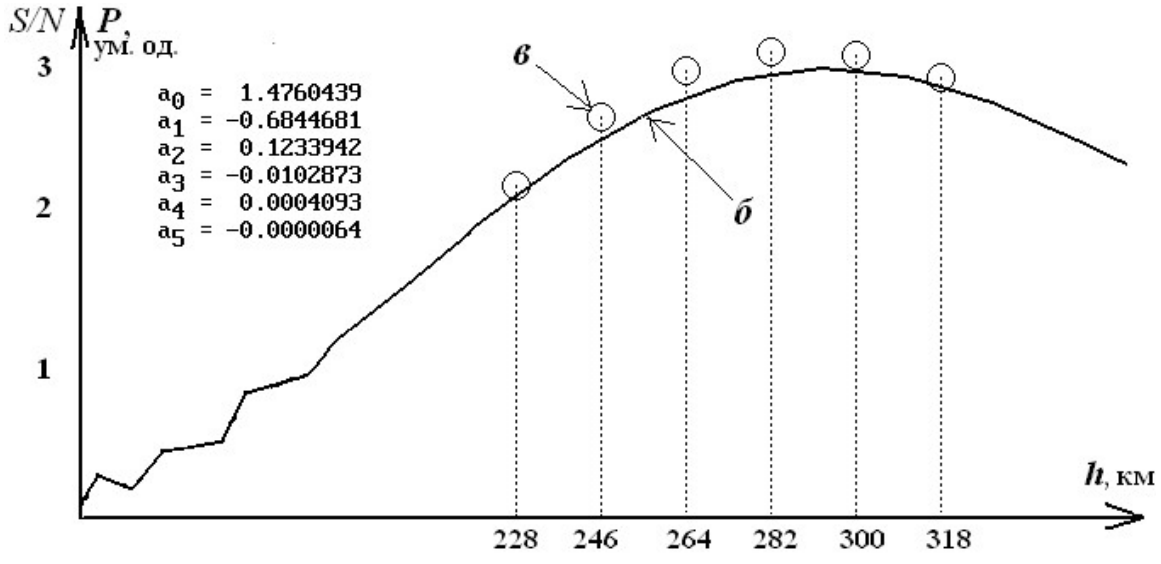


Рисунок 3.8 – Реальний профіль потужності сигналу розсіяння (*б*)
та результат відновлення його форми (*в*)

Як можна спостерігати, результат дії запропонованого методу відновлення профілю потужності сигналу НР позитивний (точки *в*). Навіть використовуючи довгий зондувальний радіоімпульс і аналізуючи лише невеликий відрізок профілю, метод демонструє можливість отримання високого розрізнення, забезпечуючи цим в подальшому більш точну передачу характеру поведінки висотного розподілу електронної концентрації.

Висновки. Приведено опис обчислювальних підходів та результатів чисельного моделювання, що включають в себе процедури відновлення форми висотного профілю потужності сигналу НР, який є базою для розрахунку розподілу концентрації електронів. З метою зменшення похибок та покращання висотного розрізнення цих параметрів в розрахунках присутня допоміжна аналітична функція, яка характеризується поліномом *n*-ї степені.

Ця функція додатково описує зв'язок між собою значень складових потужності сигналів на сусідніх іоносферних ділянках і демонструє приклад реалізації алгоритмів, за допомогою яких компенсується результат згладжування, викликаний впливом довгого зондувального радіоімпульсу.

3.3. Врахування перехідної характеристики антенного комутатора радара НР

Як відомо, специфіка роботи імпульсних радарів полягає в тому, що випромінювання потужних сигналів супроводжується перехідними процесами в апаратурі [12], зокрема в тій її частині, де відбуваються переключення каналів антени на приймання сигналів. Ці процеси змінюють характеристики сигналу розсіяння, причому найбільш істотний вплив відбувається в ті моменти, коли закінчується випромінювання імпульсу зондування і безпосередньо починається приймання сигналу розсіяння з нижніх областей іоносфери.

Антенний комутатор радара НР являє собою два послідовно з'єднаних хвилеводно-щілинних мости [1], між якими розташовуються хвилеводні секції з газонаповненими розрядниками. Газ усередині них у моменти випромінювання

імпульсів зондування іонізується, і в результаті блокується вхід приймального пристрою. З моменту закінчення імпульсу починається зворотний процес деіонізації газу, який супроводжується зменшенням шумів розрядників, у результаті чого коефіцієнти передачі $K_{\text{р}}(h)$ кожного приймального каналу поступово відновлюються (рис. 3.9).

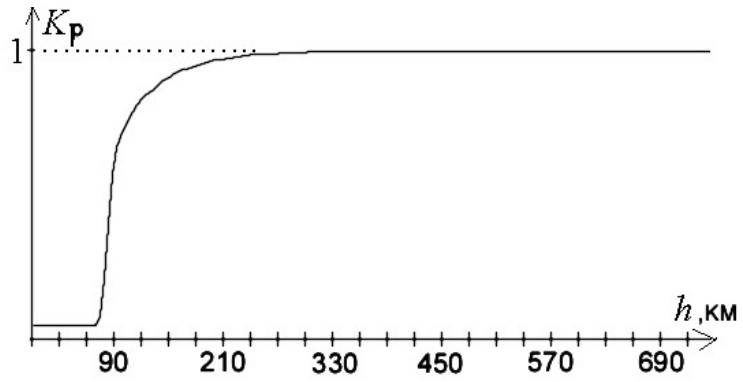


Рисунок 3.9 – Значення коефіцієнту передачі антенного комутатора фідерної системи радара НР

Врахування особливостей зазначеного перехідного процесу полягає у використанні відомостей про ці характеристики $K_{\text{р}}(h)$, які залучаються з метою уточнення коефіцієнтів кореляції сигналу НР, а саме:

$$r_{\text{с}}^{\text{кор3}}(k\tau_q, h_i) = \frac{r_{\text{с}}^{\text{кор2}}(k\tau_q, h_i)}{K_{\text{р}}(h_i) \cdot K_{\text{р}}(h_i \pm c\frac{k\tau_q}{2})}, \qquad (3.8)$$

де знак “–” належить до випадку одержання коефіцієнтів кореляції відповідно до процедури перемножування сигналів у кореляторі з лініями затримки, що мають структуру, зображену на рис. 2.4, а знак “+” – з лініями затримки зі структурою, зображеною на рис. 3.11 (випадки, що обумовлюють відмінності варіантів розташування інформації у вихідних масивах корелятора в залежності від його структурних особливостей).

3.4. Врахування функціональних особливостей схем корелятора

У системах, призначених для кореляційної обробки вхідної інформації, має місце своя особливість перетворення даних, і, як викладалося вище, пов'язана вона зі специфікою підключення ліній затримок сигналів. Саме від варіанта такого підключення залежить розташування елементів числових масивів, у межах яких шляхом стробування будуть формуватися висотні ділянки. Цією операцією при розрахунку кореляційних функцій буде задаватися розрізнення за дальністю (висотою).

Розглянемо ці варіанти [5].

1. Нехай схема кореляційного пристрою в кожному каналі припускає використання ліній затримок, встановлених у вигляді окремо функціонуючих елементів (рис. 2.4).

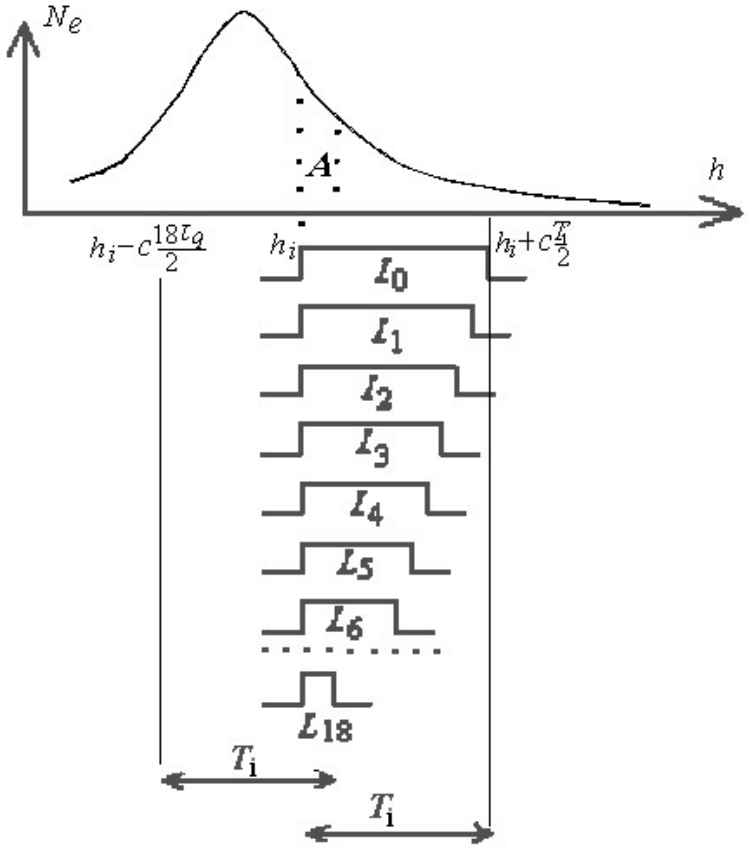


Рисунок 3.10 – Розташування висотних ділянок, що залучаються до розрахунків АКФ (варіант 1)

Якщо розглядати такий варіант підключення, то особливість структури одержуваної інформації полягає в наступному. Оскільки інформація про ординати кореляційної функції на виходах усіх k каналів у моменти часу t_i належить лише до іоносферних об'ємів (ділянок вздовж променя), що дають корельований внесок, то протяжність $L_0 \ldots L_{18}$ цих ділянок уздовж променя радара буде поступово зменшуватися на значення $c\frac{k\tau_q}{2}$. Взаємне розташування цих ділянок буде відповідати вигляду, зображеному на рис. 3.10.

Якщо ж використати інший варіант розташування ліній затримок у кореляторі, коли вводиться один загальний елемент із багатьма відгалуженнями, як це показано на рис. 3.11, то будуть отримані дані з іншим порядком розташування. Інформація про ординати так само буде відповідати висотним об'ємам протяжності $L_0 \ldots L_{18}$, але їхнє взаємне розташування для моменту часу t_i (стосовно висоти h_i) у цьому випадку буде вже інше (рис. 3.12).

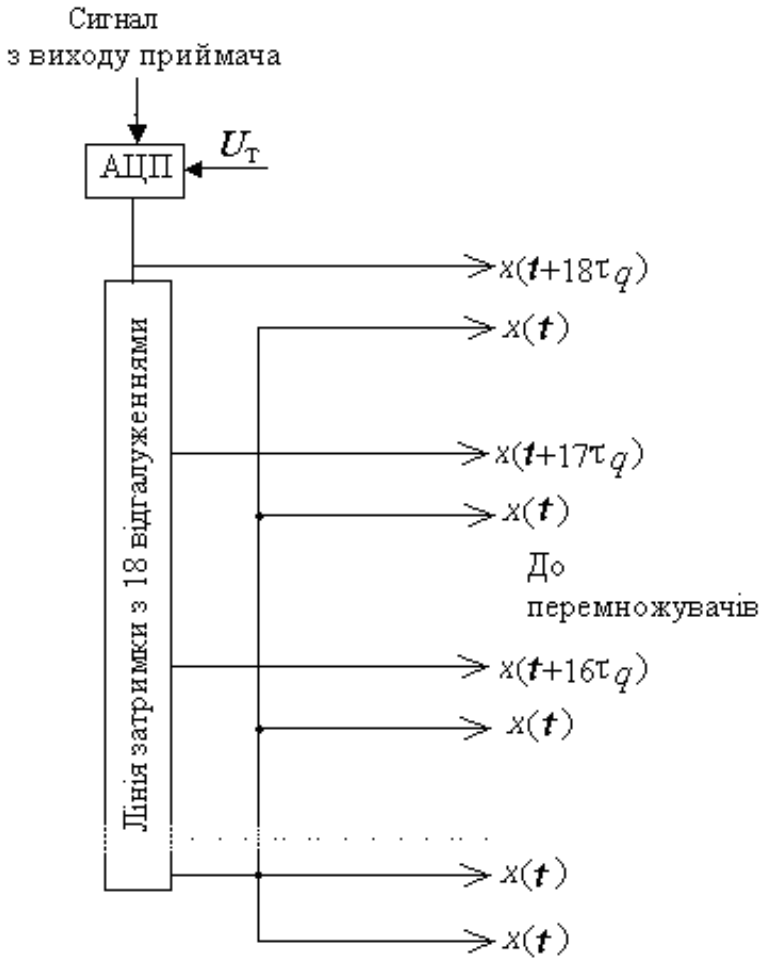


Рисунок 3.11 – Особливий випадок підключення лінії затримки в кореляторі

Оскільки процедура розрахунку коефіцієнтів кореляції сигналу НР включає в себе наступне нормування АКФ, тобто ділення значень, які належать до ділянок $L_1 \ldots L_{18}$, на значення АКФ при нульовій затримці (ділянка L_0), то для випадків, як це зображено на рис. 3.10 і 3.12, будуть отримані різні кінцеві результати. Відмінність задає та обставина, що потужність сигналу розсіяння з висотного об'єму, наприклад, протяжністю A (рис. 3.10), відповідального за формування останньої ординати функції $R(18\tau_q)$, може в декілька разів відрізнятися від потужності сигналу з висотного об'єму протяжністю B (рис. 3.12). Те ж саме стосується і значень інших коефіцієнтів кореляції сигналу розсіяння.

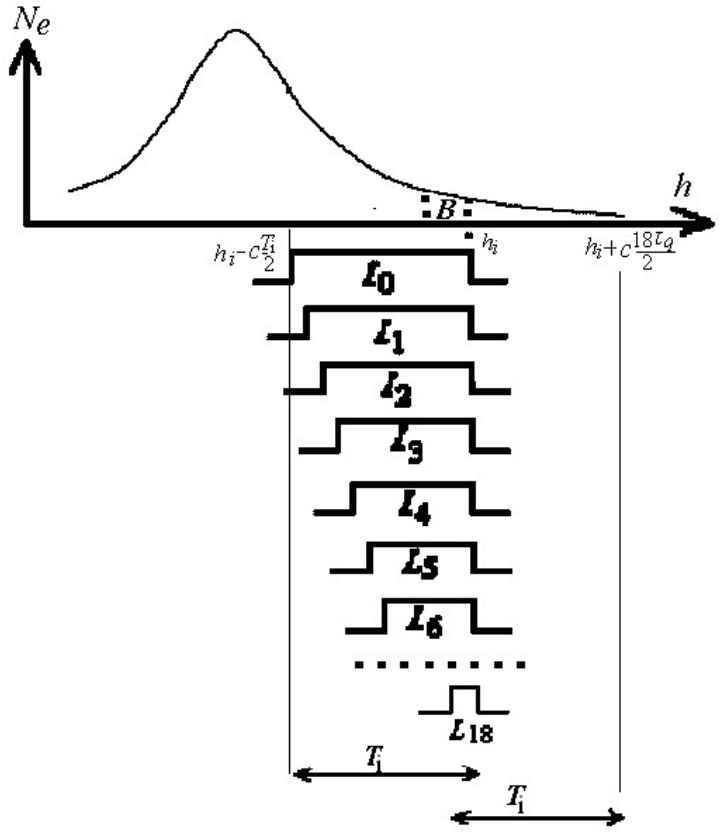


Рисунок 3.12 – Розташування висотних ділянок, що залучаються до розрахунків АКФ (варіант 2)

З метою врахування такої особливості структурних зв'язків корелятора здійснюється наступне. В отриманих масивах проводиться переміщення рядків так, щоб числа в них, що належать до однойменних ординат кореляційної фун-

кції, на кожній висотній ділянці були центровані відносно загального для них висотного об’єму. Наприклад, якщо за таку мітку на висотній ділянці h_0 прийняти середину розташування висотного елемента L_0, то кореляційні масиви $R_C(k\tau_q, h_i)$, $k > 0$ необхідно з відповідним кроком τ_q перемістити так, щоб кожен елемент $k\tau_q$ у рядках відносився до свого, центрованого відносно положення L_0, як це показано на рис. 3.13.

Тільки в тому випадку, коли центри висотних об’ємів протяжністю $L_0 \ldots L_{18}$ будуть максимально збігатися, операція (2.34) нормування АКФ буде коректною. До того ж, буде доречною і операція (3.2) наступного врахування характеру імпульсного зондування, яка полягає в уточненні значень ординат за допомогою коефіцієнтів кореляції $r_I(k\tau_q)$ обвідної радіоімпульсу зондування, які “розтягують” об’єми до однієї і тієї ж протяжності уздовж променя (див. приклад об’єму для останньої ординати АКФ на рис. 3.13).

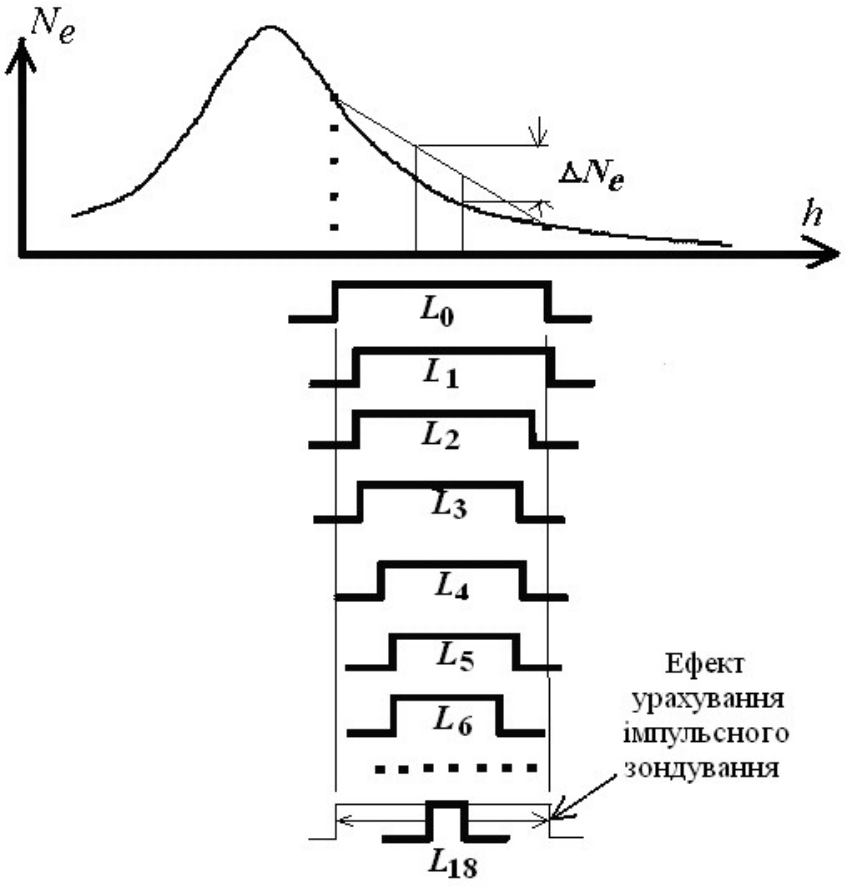


Рисунок 3.13 – Розташування висотних ділянок, що залучаються до розрахунків АКФ (варіант 3)

До даного варіанта уточнення коефіцієнтів кореляції може бути застосована подальша процедура розрахунків, яка усуває похибки ще одного типу.

Справа в тому, що методику вирівнювання результатів з врахуванням їхнього взаємного розташування вздовж висотної шкали можна використовувати тільки стосовно тих ділянок, які характеризуються зміною всередині них значень електронної концентрації за лінійним законом (умовно таким може бути прийнятий діапазон, наприклад, вище 500 км). А от області іоносфери в районі максимуму іонізації і на крутих спусках не характеризуються лінійною зміною $N_e(h)$ впродовж навіть коротких висотних інтервалів. У результаті таких різких градієнтів "недостатнє" значення ΔN_e (рис. 3.13) є причиною неточностей розрахунку коефіцієнтів кореляції.

Нижче розглянемо, як і цей випадок, пов'язаний з нелінійністю профілю $N_e(h)$, можна врахувати шляхом подальшого корегування.

3.5. Особливості перетворень, пов'язаних з врахуванням характеру висотного розподілу електронної концентрації

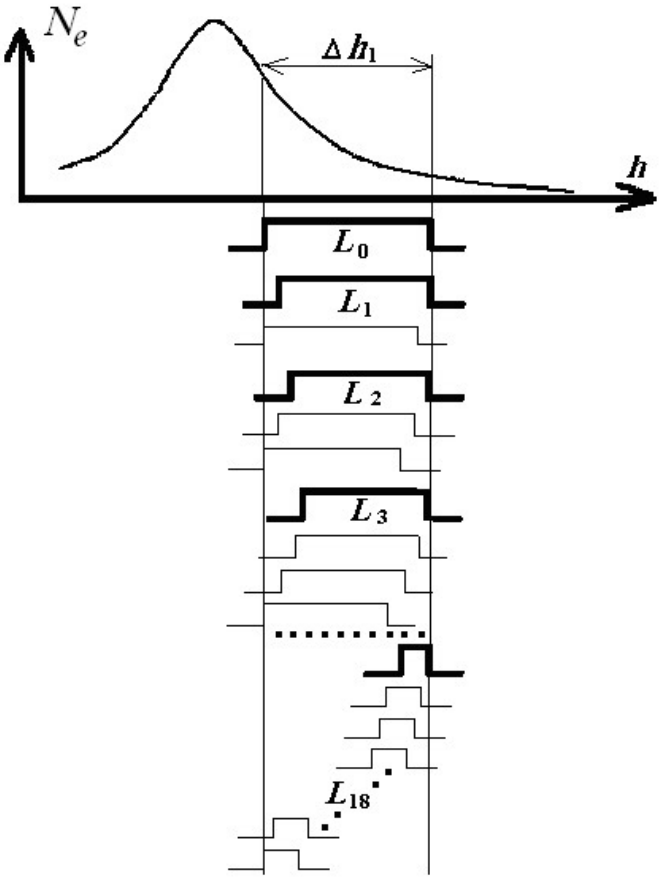
Нехай при обчисленні кореляційних функцій сигналу НР має місце відмінний від лінійного характер розподілу електронної концентрації уздовж досліджуваних висотних ділянок. У залежності від виду цього розподілу (експонентного, параболічного) виникають різні значення похибок при розрахунках ординат кореляційних функцій.

Щоб врахувати відмінний від лінійного характер розподілу електронної концентрації $N_e(h)$, стосовно кожної висотної ділянки Δh_1 можна використати наступний підхід. Відміняється процедура (3.2) врахування довжини імпульсу зондування, що "розтягує" висотний об'єм до протяжності L_0. Замість цього використовується статистичне накопичення проміжних значень, які належать до більш коротких складових всередині довжини L_0, як це показано на рис. 3.14,*а*. У цілому особливість цієї операції полягає в тому, що уздовж цих ділянок коректно збирається вся наявна інформація у вигляді багатьох складо-

вих $L_1 \ldots L_{18}$. Наприкінці процедури накопичення за допомогою вагових коефіцієнтів, що характеризують ступінь перекриття об'ємів, уже можна проводити і наступне нормування результатів таких статистичних усереднень.

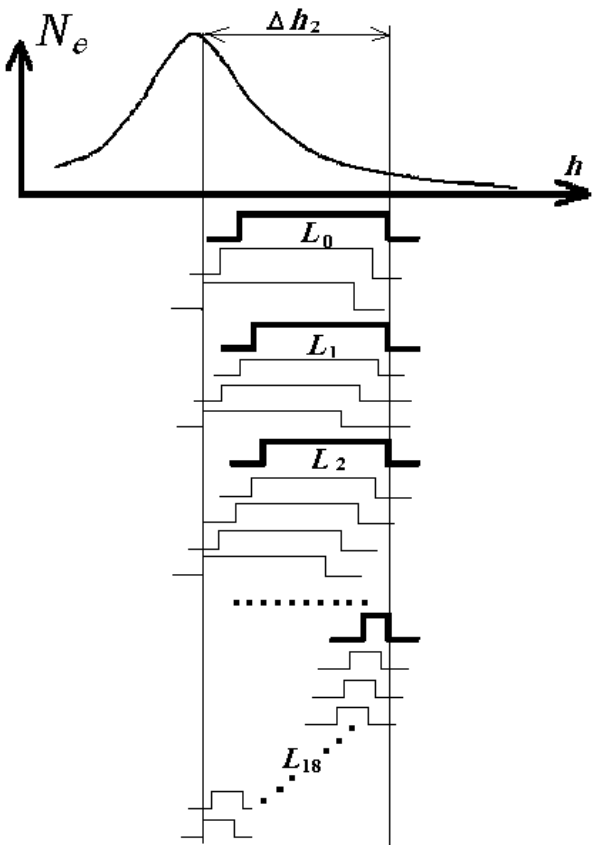
Ця операція ще має назву "трапецеїдальне складання" [1]. Вона дозволяє аналогічним чином усереднювати інформацію про АКФ, вибираючи висотні об'єми в більш протяжну довжину, що містить декілька відліків потужності P_c.

Так, наприклад, результат накопичення за процедурою, яку демонструє рис. 3.10,*а*, стосовно всіх ординат АКФ характеризується висотним розрізненням $\Delta h_1 = \frac{cT_i}{2} \cong 120$ км. А от на рис. 3.14,*б* показано інший варіант збору інформації, уже з більш протяжного об'єму. У цьому випадку поліпшується статистична точність одержуваних результатів, але одночасно погіршується розрізнення за дальністю до значення $\Delta h_2 = \Delta h_1 + 2\frac{c\tau_q}{2} \cong 155$ км.



а

Рисунок 3.14 – Розташування висотних ділянок, що залучаються до розрахунків АКФ, варіанти 4 (*а*) і 5 (*б*).



б

Рисунок 3.14 (продовження)

У цілому, позитивною стороною такого усереднення даних є те, що відбувається часткове вирівнювання дисперсії ординат АКФ. Це є найбільш цінною обставиною при аналізі досить слабкого сигналу, особливо з ділянок іоносфери на великих відстанях, де вимоги до висотного розрізнення не настільки критичні.

3.6. Врахування функціональних особливостей аналого-цифрового перетворення сигналу розсіяння

Аналого-цифрове перетворення вхідного сигналу супроводжується процедурою квантування, яка пов’язана з розподілом значень вхідної напруги $U(t)$ серед кінцевого числа N рівнів (на рис. 3.15 – по вертикалі). Крок квантування ΔU – це значення, що характеризує відстань між двома сусідніми рівнями. Ко-

жному рівню відповідає *n*-розрядний код. Кожному одержаному відліку сигналу в часі привласнюється код того рівня, в який попадає значення вхідної напруги.

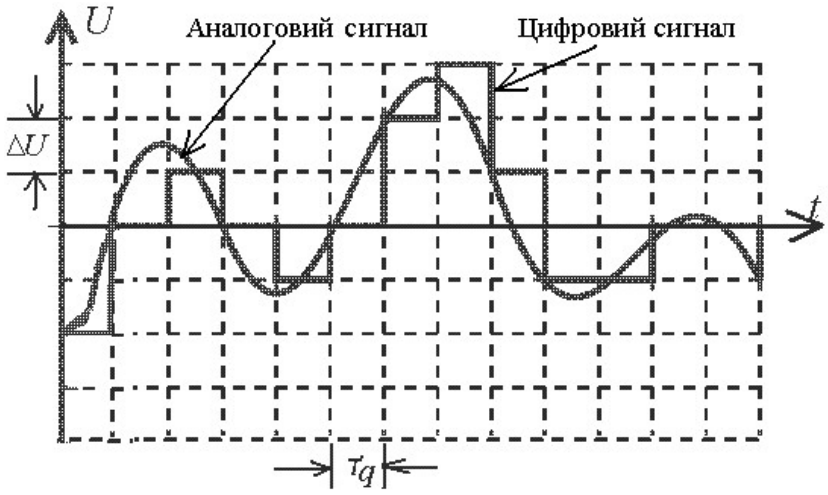
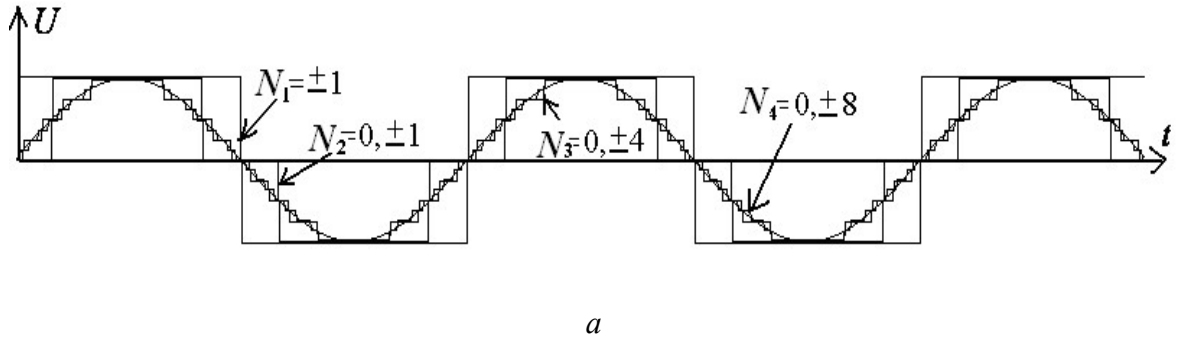


Рисунок 3.15 – Масштабна сітка, що задає крок ΔU квантування сигналу по амплітуді та період τ_q дискретизації за часом

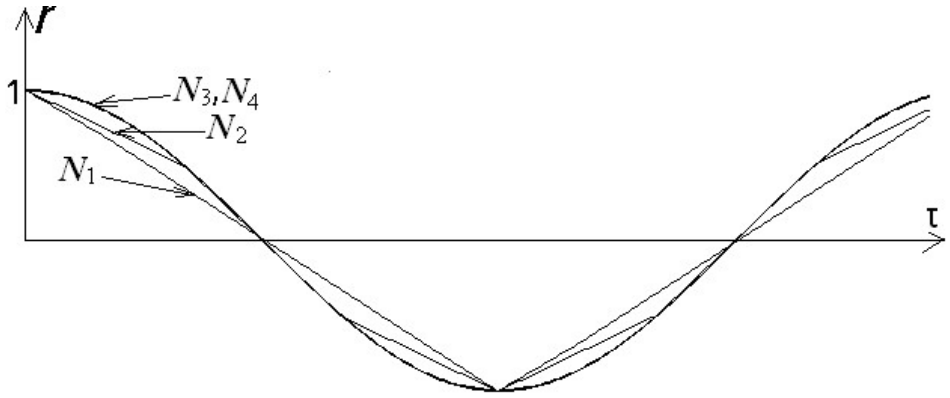
Від числа цих рівнів залежить значення *n* розрядності даних на виході блоку АЦП, яка пов'язана з кількістю рівнів співвідношенням $N = 2^n$. Аналогічно, період дискретизації τ_q – це значення, відповідно до якого сигнал $U(t)$ перетворюється в код у дискретні моменти на осі часу (на графіку – по горизонталі). На рис. 3.16,*а* на прикладі моделювання процедури перетворення гармонічного сигналу до цифрового коду показана зміна його форми в результаті перетворення в блоці з різною кількістю рівнів *N*: наприклад, 2 рівня (знакове перетворення для одержання можливості максимальних апаратурних спрощень структури корелятора), 3, 9 і 17 рівнів [13, 14].

Таким чином, у результаті подібного перетворення аналоговий сигнал буде подано послідовністю двійкових чисел, які відповідають значенню сигналу в задані моменти часу, тобто цифровим сигналом. Неточність перетворення характеризує шум квантування ΔU (різниця між вхідним та одержаним сигналами), який у середньому дорівнює значенню кроку квантування, тобто значенню молодшого розряду двійкового коду (рис. 3.16,*а*). Якщо ж розрахувати АКФ

цього сигналу, то можна спостерігати, як зі збільшенням кількості рівнів квантування АКФ сигналу поступово наближається до “правильного” вигляду (рис. 3.16,*б*).



а



б

Рисунок 3.16 – Зміна форми гармонічного сигналу за різних варіантів його цифрового перетворення похибками перетворень (*а*)
та похибки наступної кореляційної обробки такого сигналу (*б*)

Структурна схема пристрою паралельного типу, який здійснює подібні перетворення, наведена на рис. 3.17, а в [15] описана схема багатоканального блоку АЦП радара НР.

У цьому пристрої значення вхідного аналогового сигналу $U(t)$ після схеми підсилювача (ПС) подається для порівняння на N компараторів (КП), куди також подаються опорні рівні, утворені за допомогою дільників, функцію яких виконують резистори однакового опору.

Компаратори спрацьовують, утворюючи на виходах одиничний код (0 – немає перевищення вхідного сигналу над опорним, 1 – є перевищення),

який потім за допомогою спеціального дешифратора (ДШ) перетворюється у вихідний сигнал у двійковому коді.

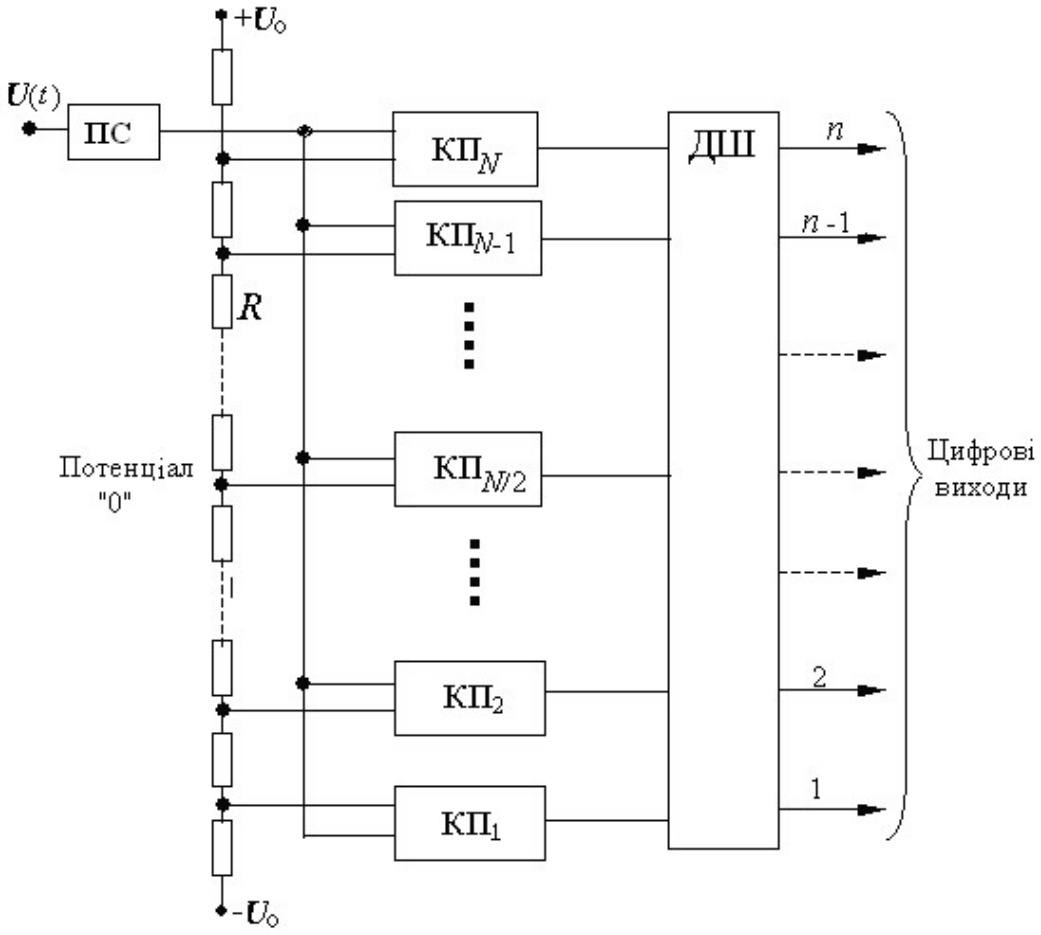


Рисунок 3.17 – Функціональна схема аналого-цифрового перетворювача

Для випадку використання 10-розрядного АЦП (N = 1024) і при рівнях напруги живлення $U_0 = \pm 1$ В значення похибки, пов’язаної з шумами квантування, дорівнює $\Delta U = 2U_0/N \approx 2$ мВ. До неї додаються похибки через неточності значень елементів R резистивного дільника і похибки спрацьовування компараторів. Значну роль при цьому можуть грати вхідні струми компараторів, якщо дільник недостатньо низькоомний.

Існує похибка ще одного роду, пов’язана з нестабільністю опорної напруги $\pm U_0$. Вона проявляється в неточному позиціонуванні центру вхідного двополярного сигналу НР стосовно потенціалу “0” АЦП, за який приймається потенціал на вході центрального дільника ($КП_{N/2}$) перетворювача. У результаті такої неузгодженості на виході АЦП буде присутня систематична помилка, яка сигналі-

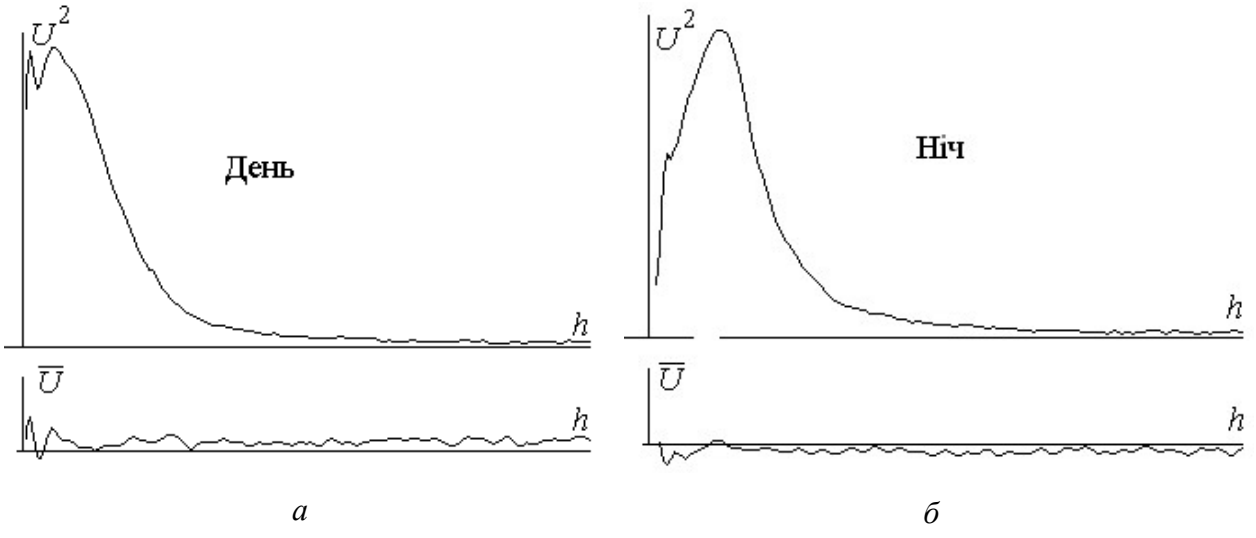
зує про те, що не збігаються нульові значення вхідного сигналу з рівнем перетворювача, прийнятим за нульовий.

У зв'язку з такою особливістю у методі НР існують два варіанти приведення до мінімуму значення даної похибки.

Перший варіант полягає в тому, що ще до початку радіофізичного експерименту даний пристрій перетворення піддається тестуванню. За допомогою генератора шумоподібного сигналу на вхід АЦП подається контрольний сигнал, а елементами регулювання в ланці живлення $\pm U_0$ після статистичного накопичення встановлюють на виході перетворювача нульові результати.

Другий варіант складається з врахування даної розбіжності безпосередньо під час експерименту. Для цього виділяється додатковий канал обробки, задачею якого є статистичне усереднення на кожній висотній ділянці рівнів напруг відносно до вхідного сигналу розсіяння, приймаючи потім цей накопичений уздовж розгортки результат за контрольний.

Так, на рис. 3.18 наведені для дня (*а*) і ночі (*б*) приклади висотного розподілу потужності сигналу НР $U^2(h)$ (верхні частини рисунків) і результат контрольного усереднення напруг $\overline{U}(h)$ уздовж радіолокаційної розгортки (нижні частини). Показані можливі варіанти відходу математичного середнього від нульового значення, наприклад, через нестабільність опорних напруг.



а *б*

Рисунок 3.18 – Висотний розподіл потужності сигналу НР для дня (*а*) і ночі (*б*) та результат статистичного усереднення його напруг впродовж сеансу обробки (низ)

Можна бачити, що в процесі експерименту через такий дрейф нуля в АЦП можливий “відхід” результату як у позитивну (*а*), так і в негативну (*б*) площини. Для врахування цього пропонується проводити корегування кожної *k*-ї ординати АКФ сигналу НР відповідно до формули

$$r_{\text{с}}^{\text{кор4}}(k\tau_q, h_i) = r_{\text{с}}^{\text{кор3}}(k\tau_q, h_i) - \overline{U}(h_i) \cdot \overline{U}(h_i \pm c\frac{k\tau_q}{2}) , \qquad (3.9)$$

де знак ±, як і в підрозд. 3.4, належить до різних варіантів схемного компонування ліній затримок корелятора.

3.7. Використання смугових фільтрів у приймальній системі радара НР та врахування їх характеристик

Ще один вид корекції при розрахунку коефіцієнтів кореляції сигналу НР пов’язаний з аналізом і врахуванням ширини смуги пропускання фільтрів приймальної системи радара НР. Ці фільтри використовуються для виділення сигналу розсіяння на фоні шумів і для придушення імпульсних завад, проте самі є причиною зміни значень вхідного сигналу.

Як відомо, сигнал НР являє собою шумоподібний процес з нормальним законом розподілу амплітуд. Він характеризується шириною спектра, який змінює вздовж висоти свої межі від значень $\Delta f_{\text{низ}}$ = 5 кГц до $\Delta f_{\text{верх}}$ = 20 кГц (при робочій частоті радара НР f_0 = 158 МГц) в залежності від зміни концентрації електронів та кінетичних температур. Ця ширина також змінюється від часу доби (день, ніч), сезону року (зима, літо), рівня сонячної активності та багатьох інших факторів. Подібний характер зміни характеристик сигналу задає необхідність фільтрації прийнятого сигналу погодженими за шириною смуги аналоговими фільтрами. Задача фільтрації – забезпечити максимальні значення відношення сигнал/шум за рахунок усунення спектральних компонентів завад поза смугою, зайнятою корисним сигналом.

У цілому, процедуру фільтрації сигналу розсіяння можна проводити більш ефективно, якщо її здійснювати на кожній висотній ділянці своїм типом фільт-

ру, погодженим з параметрами іоносфери в даний момент часу. Для цього, наприклад, можна залучити швидкодіючий комутатор, за допомогою якого підбирати виходи ряду паралельно працюючих аналогових фільтрів приймача, щоб забезпечити необхідні для своєї висоти смуги пропускання. Розглянемо його структуру.

Квазіоптимальна адаптивна аналогова фільтрація сигналу НР.

Суворе математичне рішення задачі оптимальної фільтрації корисного сигналу лінійними фільтрами дано А.Н. Колмогоровим і Н. Вінером. Це ж питання коротко викладено і в роботі В.І. Тихонова. Однак пропоновані узгоджені фільтри мають імпульсну характеристику, що представляє собою дзеркальне відображення корисного сигналу. Стосовно до сигналу НР вони не можуть бути використані як оптимальні.

Так як сигнал НР і шум є незалежні нормальні випадкові процеси з нульовими середніми значеннями, то вони відрізняються тільки кореляційними функціями або, інакше, енергетичними спектрами. Цей факт можна використовувати при здійсненні фільтрації. Очевидно, потрібно прагнути до того, щоб шляхом вибору фільтра мати можливість з найменшими спотвореннями відтворити на кожній висоті свій спектр сигналу НР і якомога сильніше придушити спектральні компоненти заважаючого шуму поза смуги, зайнятою сигналом розсіяння.

Найпростішим рішенням цієї задачі є використання m фільтрів з П-подібною АЧХ. При цьому ступінчато збільшувана ширина пропускання повинна поступово зайняти весь можливий частотний діапазон, в якому можуть перебувати енергетичні спектри сигналу НР. Застосовуючи під управлінням комп'ютера комутацію виходів фільтрів, за допомогою швидкодіючих ключів можна реалізувати управління роботою такої системи.

Розглянемо структурну схему швидкодіючого комутатора, представлену на рис. 3.19, що дозволяє за допомогою низки фільтрів варіювати шириною смуги пропускання радіоприймального пристрою. Структурна схема такого комутато-

ра, який дозволяє подібним чином впродовж радіолокаційної розгортки дальності корегувати фільтруючі властивості радіоприймального пристрою, наведена в [16].

Алгоритм його роботи полягає в наступному.

На початку чергового циклу розгортки дальності імпульсом запуску передавача (ІЗП) радара двійковий лічильник 1 встановлюється в нульовий стан. Виходи цього лічильника з'єднані з інформаційними входами "а" цифрових компараторів, кількість яких m, як мінімум, визначається кількістю комутованих ними фільтрів. Двійковий код на виходах лічильника збільшується в міру надходження імпульсів τ_q опитування АЦП. У свою чергу, у регістри кодів з ПК заносяться i кодів, які задають висоти h_i, на яких відбудеться почергове підключення i фільтрів. Уся ця інформація виставляється на входах "а" і "в" компараторів.

Наприклад, імпульси τ_q в радарі мають період проходження 30 мкс, що відповідає кроку по висоті $\Delta H \approx 4.5$ км. Звідси, якщо необхідно, щоб перемикання одного з фільтрів сталося на висоті $h_1 = 450$ км, необхідно на входах "в" його компаратора встановити двійковий код, відповідний десятковому числу $M_1 = H_1/\Delta H = 450/4.5 = 100$.

При збігу двійкових кодів на входах "а" і "в" компараторів на його виході з'являється високий потенціал, який через RS-тригер відмикає аналоговий ключ, що пропускає сигнал з виходу відповідного фільтру. Усі інші ключі замкнені. Відмикання наступного ключа відбувається за рахунок того, що на наступній висоті h_2, наприклад 660 км, що відповідає іншому значенню двійкового коду на виході лічильника 1, цей двійковий код збігається з двійковим кодом на вході "в" іншого компаратора. Від високого потенціалу відкриється наступний RS-тригер і одночасно закриється попередній RS-тригер, тим самим, закриваючи і аналоговий ключ фільтра 1.

Тепер сигнал на ключ 2 буде надходити з другого фільтру. Таким же чином відбувається відмикання всіх інших аналогових ключів.

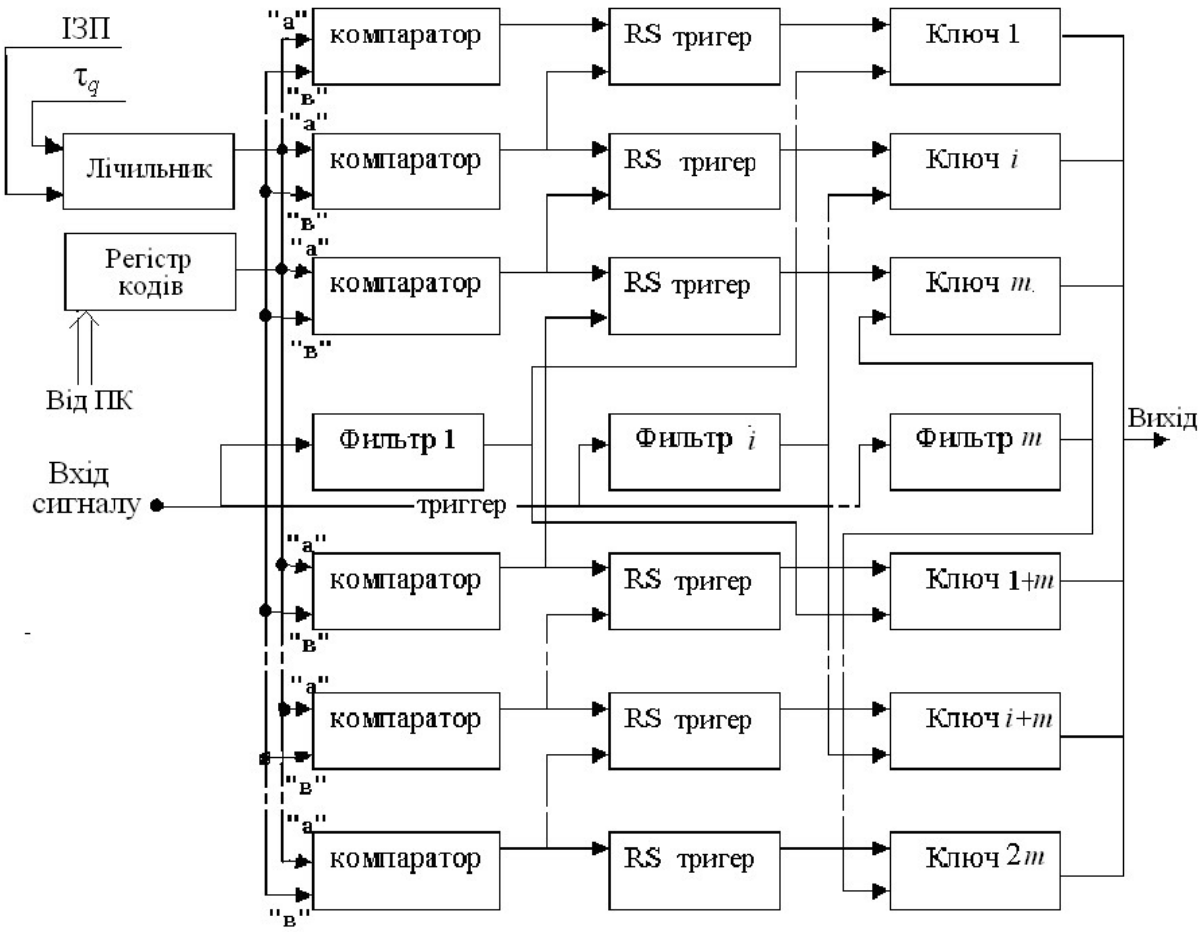


Рисунок 3.19 – Структурна схема швидкодіючого комутатора
для організації процесу адаптивної фільтрації сигналу НР

Незважаючи на те, що смуга пропускання використовуваних фільтрів приблизно відповідає ширині спектра сигналу НР для різних висот, ці фільтри пропускають не тільки корисний сигнал, але і адитивну шумову складову. Це в деякій мірі змінює вид АКФ сигналу НР. Для того, щоб врахувати вплив цієї складової, її можна виділити, наприклад, окремо від корисного сигналу на висоті, де сигнал НР дуже малий, за допомогою додаткових m аналогічних ключів. Для цієї мети можна використовувати діапазон висот від 2000 км до 3000 км, де на виході приймача практично присутній тільки шумовий сигнал. Для цих висот фільтрація сигналу проводиться так само, як було описано вище. У наступній розгортці ситуація повторюється.

На закінчення слід зазначити, що комутація фільтрів за допомогою електронних ключів в цьому випадку буде відбуватися за час, що не перевищує 200 нс, що зазвичай менше паузи між імпульсами опитування АЦП.

Таким чином, розроблений пристрій квазіоптимальної фільтрації дозволяє вирішити задачу адаптації системи до умов навколишнього середовища в процесі оцінки параметрів сигналу НР. Таке ускладнення в системі обробки радара компенсується використанням на кожному висотному ділянці максимального відношення сигнал/шум і, отже, суттєвим збільшенням довіри до отриманих результатів.

Врахування характеристики смугового фільтра

На рис. 3.21 показано [5] чотири варіанти обвідної нормованих спектрів S_c і кореляційних функцій r_c сигналу НР, зображених на фоні АКФ $r_ф$ і спектральних Фур'є-перетворень АЧХ $S_ф$ деяких аналогових фільтрів, що використовуються на харківському радарі НР. Це фільтри нижніх частот Кауера 3-го порядку – 5 кГц (*а*) і 10 кГц (*б*), Гаусса 4-го порядку – 10 кГц (*в*) і Чебишева 3-го порядку – 20 кГц (*г*).

Їх характеристики отримано експериментальним шляхом при використання наступної схеми з'єднання елементів пристрою (рис. 3.20):

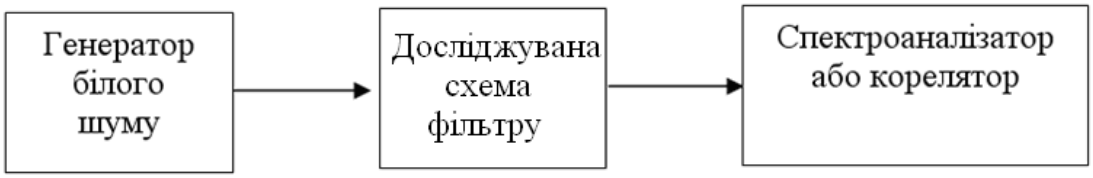


Рисунок 3.20 – Пристрій для розрахунку статистичних характеристик аналогового фільтру

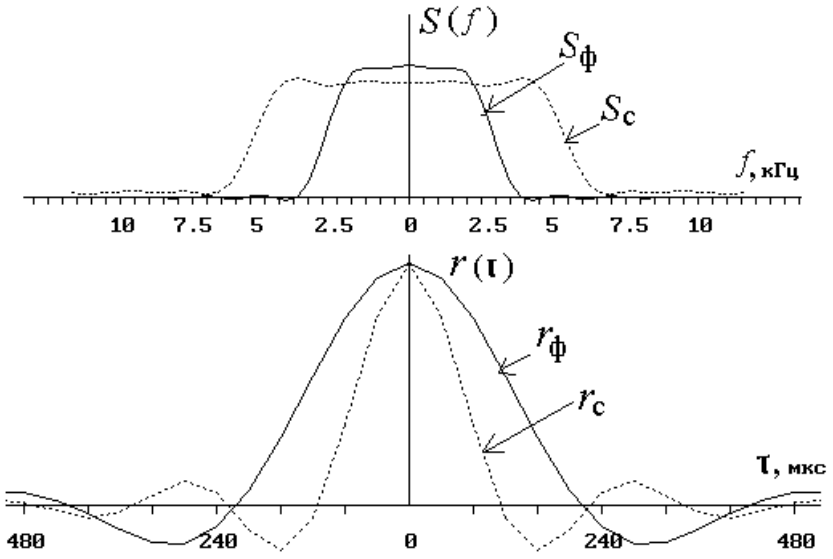
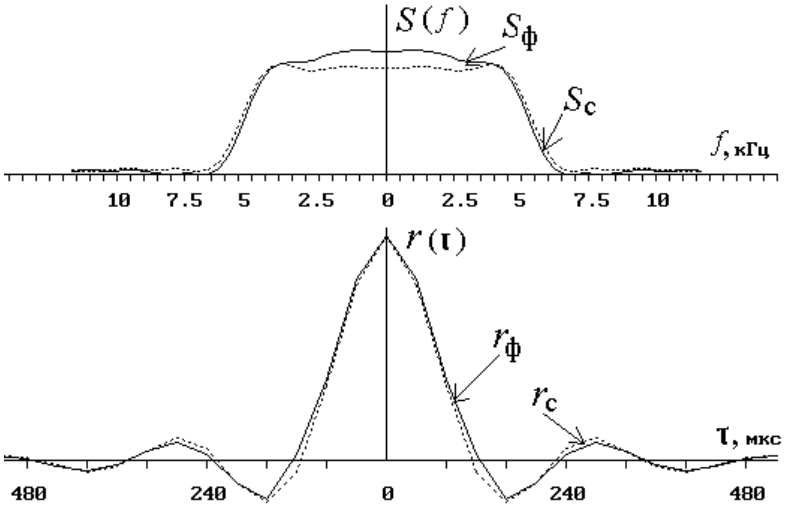
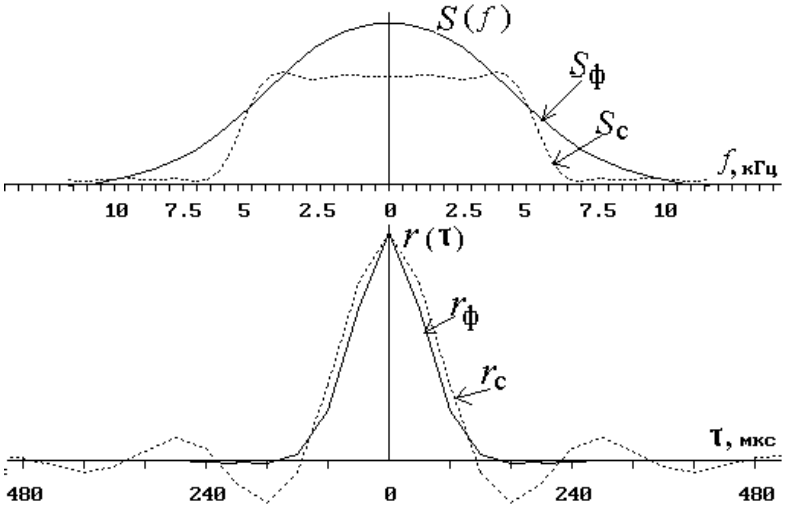


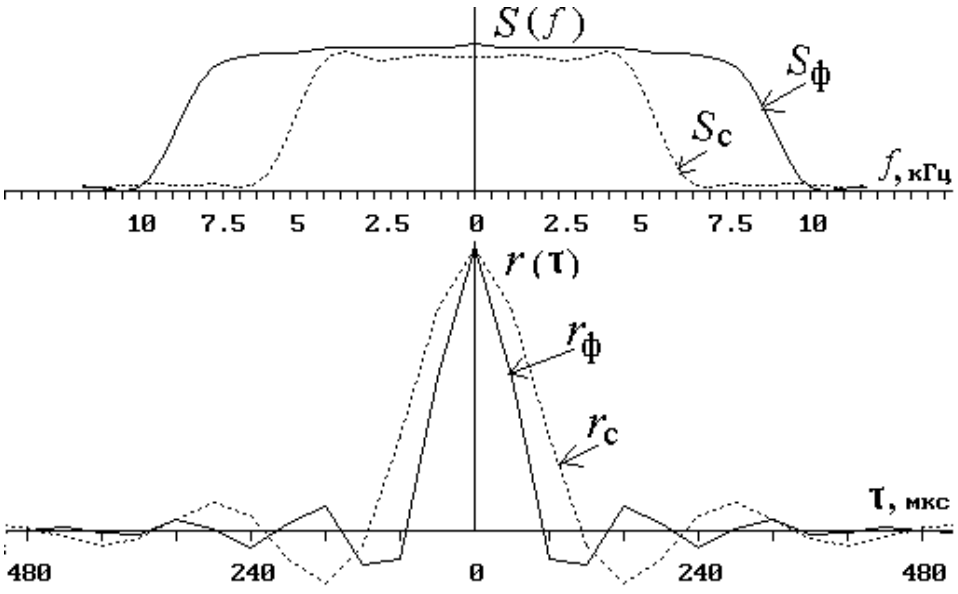
Рисунок 3.21 – Характеристики аналогових фільтрів, що використовуються в експериментах



б



в



г

Рисунок 3.21 (продовження)

В процесі використання фільтрів такого типу, тобто після такого сортування в радіоприймальному пристрої радара НР сигналу НР на фоні завад необхідно мати особливі процедури відновлення спотворених даних.

Зміну характеристик прийнятого сигналу розсіяння після проходження його через фільтр можна подати [5] процедурою перемножування обвідної вихідного спектра сигналу НР з амплітудо-частотною характеристикою (АЧХ) фільтру $s_{\text{ф}}(\omega)$:

$$s_{\text{вих}}(\omega) = s_{\text{с}}(\omega) \cdot s_{\text{ф}}(\omega). \qquad (3.10)$$

Якщо розглядати цю операцію в часовій площині, то її дія аналогічна згортці відповідних кореляційних функцій

$$r_{\text{вих}}(\tau) = r_{\text{с}}(\tau) \otimes r_{\text{ф}}(\tau), \qquad (3.11)$$

де $\otimes$ – процедура згортки.

Процес корекції (відновлення) вихідного спектра після проходження сигналу через фільтр полягає у виконанні процедур, зворотних операції (3.10) перемножування обвідних спектрів. А оскільки точну інформацію про спектр $s_{\text{с}}(\omega)$ за допомогою корелятора, як було сказано вище, одержати важко, то зупинимося на виконанні операцій, що зворотні процедурі згортки обвідної АКФ вигляду (3.11).

Як один з варіантів, для цього випадку можна застосовувати розкладання сигналів у числові ряди, що дозволить робити над ними дії, протилежні процедурі згортки. Однак таку процедуру важко реалізувати в основному через те, що АКФ сигналу НР має вигляд знакозмінної функції для кореляційної затримки τ.

У [17, 18] описується використовуваний на практиці такий варіант обчислювальних процедур, який дозволяє особливим чином вирішити проблему врахування параметрів фільтра. Він поєднує операції корекції, що компенсують вплив фільтра та особливості імпульсного зондування, і полягає в такому.

Спочатку за рахунок дискретної згортки коефіцієнта кореляції обвідної радіоімпульсу зондування $r_{\text{і}}(k\tau_q)$ з коефіцієнтом кореляції АЧХ фільтру $r_{\Phi}(l\tau_q)$ фо-

рмується двомірний коригувальний масив S(k, l). Одержання цього двомірного масиву розміром $(K+1)\times(L+1)$ елементів описується процедурою

$$S(k,l) = r_{\text{i}}(k\tau_q)\cdot r_{\Phi}(l\tau_q)\ , \tag{3.12}$$

де $k = 0, 1, \ldots, K$; $l = 0, 1, \ldots, L$ – індекси елементів утворюваного масиву.

Інформація, закладена в масив S, може використовуватися в значенні передатної функції. Вона відображає вплив фільтра та імпульсу на характер сигналу розсіяння в області кореляційних уявлень. Нижче наведено приклад розрахунку за допомогою процедури (3.12) елементів масиву S (випадок $K = 5$; $L = 8$) при використанні імпульсу з $T_{\text{i}} = 800$ мкс і фільтра з $\Delta f = 10$ кГц, тобто при таких числових значеннях їхніх кореляційних функцій: $r_{\text{i}}(k\tau_q) = \{1;\ 0{,}963;\ 0{,}925;\ 0{,}888;\ 0{,}850;\ 0{,}813\}$ и $r_{\Phi}(l\tau_q) = \{1;\ 0{,}804;\ 0{,}362;\ 0{,}029;\ -0{,}173;\ -0{,}098;\ 0{,}028;\ 0{,}077;\ 0{,}038\}$.

$$S(5\times 8) = \begin{array}{c} \xrightarrow{\qquad\qquad\qquad\qquad} k \\ \downarrow l \end{array} \begin{pmatrix} 1.000 & 0.963 & 0.925 & 0.888 & 0.850 & 0.813 \\ 0.804 & 0.774 & 0.744 & 0.714 & 0.683 & 0.653 \\ 0.362 & 0.348 & 0.335 & 0.321 & 0.308 & 0.294 \\ 0.029 & 0.028 & 0.027 & 0.026 & 0.025 & 0.024 \\ -0.173 & -0.167 & -0.160 & -0.154 & -0.147 & -0.141 \\ -0.098 & -0.094 & -0.091 & -0.087 & -0.083 & -0.080 \\ 0.028 & 0.027 & 0.026 & 0.025 & 0.024 & 0.023 \\ 0.077 & 0.074 & 0.071 & 0.068 & 0.065 & 0.063 \\ 0.038 & 0.037 & 0.035 & 0.034 & 0.032 & 0.031 \end{pmatrix}. \tag{3.13}$$

З метою уточнення значень кореляційних функцій сигналу НР масив S можна використовувати в різних варіантах. Покажемо це на прикладі модельних розрахунків.

Так, наприклад, у [5] доведено, що процес зміни (перетворення) в апаратурі приймача значень $r_{\text{c}}(k\tau_q)$ до значень $r_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q)$ під впливом передаточної функції S тепер можна описати процедурою згортки вигляду

$$R_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q) = \int\limits_{l=-\infty}^{\infty} r_{\text{c}}(l\tau_q)\cdot S(k,l)dl, \qquad k = 0,\ 1,\ \ldots,\ K, \tag{3.14}$$

яка завершується в системі оброблення нормуванням даного результату, а саме:

$$r_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q) = R_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q) \Big/ R_{\text{c}}^{(1)}(0)\ , \qquad k = 0,\ 1,\ \ldots,\ K\,. \tag{3.15}$$

1. Якщо розглядати *перший варіант* відновлення АКФ, то він полягає в такому.

З використанням елементів масиву S відбувається ще одне, але вже поза апаратурою перетворення даних відповідно до процедур вигляду (3.14)–(3.15). Це дає можливість ще раз спостерігати зміну значень коефіцієнтів кореляції сигналу, але уже від значень $r_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q)$ до значень $r_{\text{c}}^{(2)}(k\tau_q)$. Ця процедура виконується за допомоги комп'ютерною операції

$$R_{\text{c}}^{(2)}(k\tau_q) = \sum_{l=0}^{L} r_{\text{c}}^{(1)}(l\tau_q) \cdot S(k,l) \; ; \; k = 0, 1, \ldots, 18 \qquad (3.16)$$

з аналогічним нормуванням результатів

$$r_{\text{c}}^{(2)}(k\tau_q) = R_{\text{c}}^{(2)}(k\tau_q) \Big/ R_{\text{c}}^{(2)}(0) \; , \qquad k = 0, 1, \ldots, 18 \, . \qquad (3.17)$$

Після операцій (3.15) і (3.17) відбувається порівняння цих результатів із аналізом зміни форми кореляційної функції сигналу НР r_{c} (рис. 3.22) після зазначених перетворень.

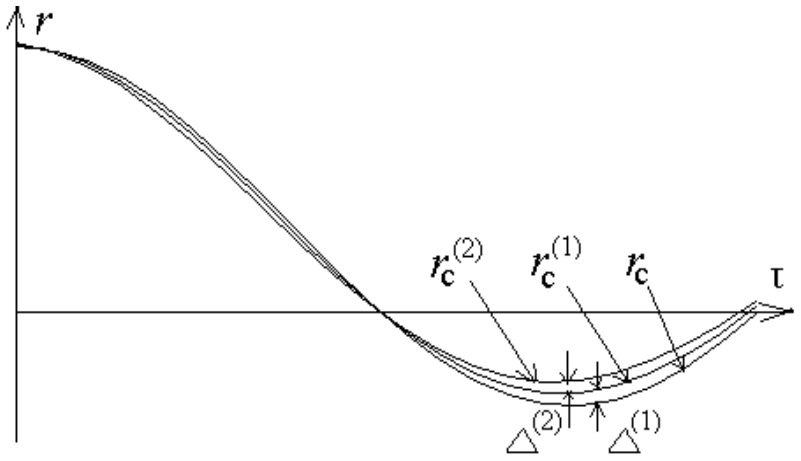


Рисунок 3.22 – Процедура відновлення форми АКФ після використання фільтрів

Розрахункові криві показують, що після проходження сигналу розсіяння через апаратуру його кореляційна функція змінилася від початкового вигляду r_{c} до вигляду $r_{\text{c}}^{(1)}$, тобто стала відрізнятися в кожній парі однойменних ординат на різницю $\Delta^{(1)}$:

$$\Delta^{(1)}(k) = r_{\text{c}}(k\tau_q) \; - \; r_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q). \tag{3.18}$$

Після виконання аналітичних розрахунків і порівняння $r_{\text{c}}^{(1)}$ з $r_{\text{c}}^{(2)}$ з'являється різниця $\Delta^{(2)}$:

$$\Delta^{(2)}(k) = r_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q) \; - \; r_{\text{c}}^{(2)}(k\tau_q). \tag{3.19}$$

З огляду на те, що розглядається випадок використання широкосмугового фільтра та імпульсу значної довжини, які викликають появу невеликих значень Δ, операції в обох випадках можна вважати лінійними, тобто $\Delta^{(1)}(k) \approx \Delta^{(2)}(k)$. Невідомі значення r_{c} для кожної затримки тепер можна знайти в результаті підставлення результату (3.19) в (3.18):

$$r_{\text{c}}(k\tau_q) = r_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q) + \Delta^{(2)}(k) = 2r_{\text{c}}^{(1)}(k\tau_q) - r_{\text{c}}^{(2)}(k\tau_q). \tag{3.20}$$

Як недолік цього варіанта одержання вихідної функції r_{c} можна відзначити таке. Занадто малою є кількість K ординат залученої кореляційної функції r_{c}, що отримана під час експерименту, а через це заміна меж інтегрування при переході від формули (3.14) до формули (3.16), зокрема , ∞ на L, є не зовсім коректною.

2. Найкращу точність дає *другий варіант*, коли над отриманими в апаратурі кореляційними функціями вигляду $r_{\text{c}}^{(1)}$ не проводять жодних операцій корекції, пов'язаних з урахуванням впливу імпульсу і фільтра. Замість цього реалізують зустрічну процедуру згортки вигляду (3.16) і наступне нормування даних, але вже стосовно модельних (теоретичних) кореляційних функцій $r_{\text{т}}$, які призначені для використання їх у процедурах розв'язання зворотної задачі розсіяння, тобто

$$\begin{gathered} R_{\text{т}}^{(1)}(k\tau_q) = \sum_{l=0}^{L} r_{\text{т}}(l\tau_q) \cdot S(k,l); \\ r_{\text{т}}^{(1)}(k\tau_q) = R_{\text{т}}^{(1)}(k\tau_q) \Big/ R_{\text{т}}^{(1)}(0), \quad k = 0, 1, \ldots, 18 . \end{gathered} \tag{3.21}$$

Перевага другого варіанта полягає в тому, що подібна процедура забезпечує мінімальне значення похибок у подальших обчислювальних перетвореннях. Пов'язано це з тим, що модельні кореляційні функції $r_т^{(1)}$, отримані за допомогою аналітичних залежностей у процедурах розв'язання прямої задачі розсіяння, можуть бути отримані для практично необмеженого інтервалу затримок τ. За таких умов ($L \to \infty$) процедура вигляду (3.21) щодо перетворення теоретичних функцій буде максимально точно відповідати аналогічній процедурі (3.14) в апаратурі над експериментальними кривими.

Результати комп'ютерної обробки експериментальних даних.

Використовуючи накопичені в пам'яті комп'ютера для одного із сеансів вимірювань результати фіксації напруг сигналу НР, розглянемо вплив смуги пропускання різних типів фільтру приймальної системи радара НР на точність отримання іоносферних параметрів.

На рис. 3.23 показано приклад оброблення сигналу НР при використанні встановленого в приймальній системі фільтру Чебишева 3-го порядку з прямокутною смугою пропускання в 20 кГц (рис. 3.15,*г*). На ньому наведено отримані вздовж висоти ординати кореляційних функцій $r(\tau)$, а також розраховані по ним відношення сигнал/шум S/N, спектри сигналу $s(\omega)$ і температури електронів T_e та іонів T_i.

На рис. 3.24 представлено результати обробки сигналу НР для випадку, коли отримані відліки додатково були пропущені ще й через фільтр Кауера 3-го порядку (рис. 3.21,*б*) з прямокутною смугою пропускання в 10 кГц.

При порівнянні цих результатів зі значеннями, отриманими при використанні фільтра з широкою смугою пропускання (рис. 3.23), видно, що, аналізуючи зміну ширини спектру сигналу НР на висотах після 600 км, розрахунок параметрів до цієї висоти буде проводиться досить точно, з мінімальними похибками. А от розрахунок іоносферних параметрів на висотах від 600 км і вище відбудеться вже з деякими похибками.

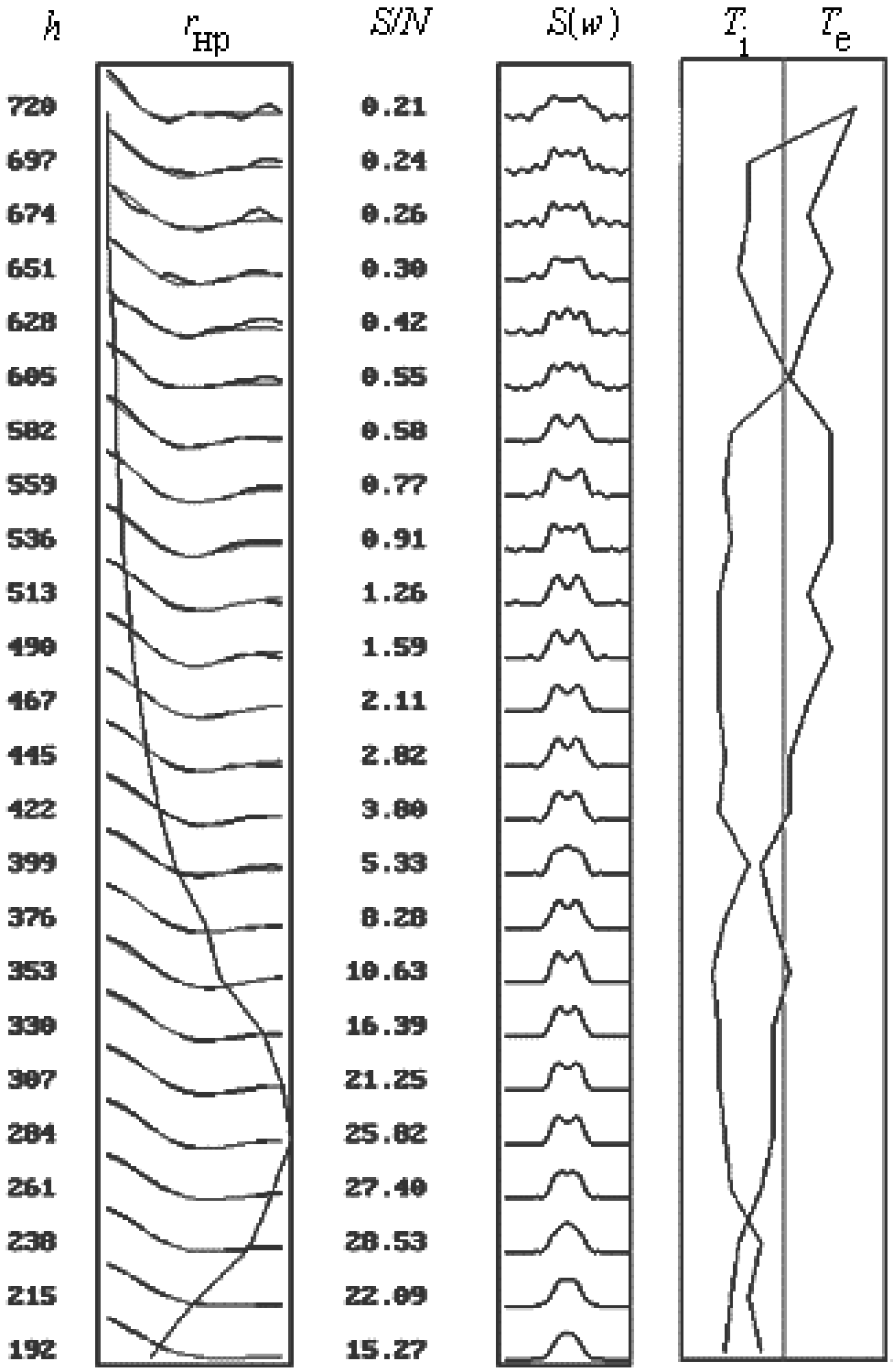


Рисунок 3.23 – Результати обробки сигналу НР при використанні фільтру зі смугою пропускання 20 кГц

На рисунку 3.25 показані результати обробки сигналу НР при використанні в якості додаткового іншого фільтру – Гаусса 4-го порядку (рис. 3.21,*в*) з дугоподібною смугою пропускання в 10 кГц.

Аналогічно, аналіз показує, що в цьому випадку розрахунок кореляційних функцій $r(\tau)$, спектрів сигналу $s(\omega)$ і температур електронів T_e та іонів T_i проводиться з мінімальними похибками на висотах тільки до 400 км. Вище 400 км іоносферні параметри та параметри сигналу розраховуються із значними похибками.

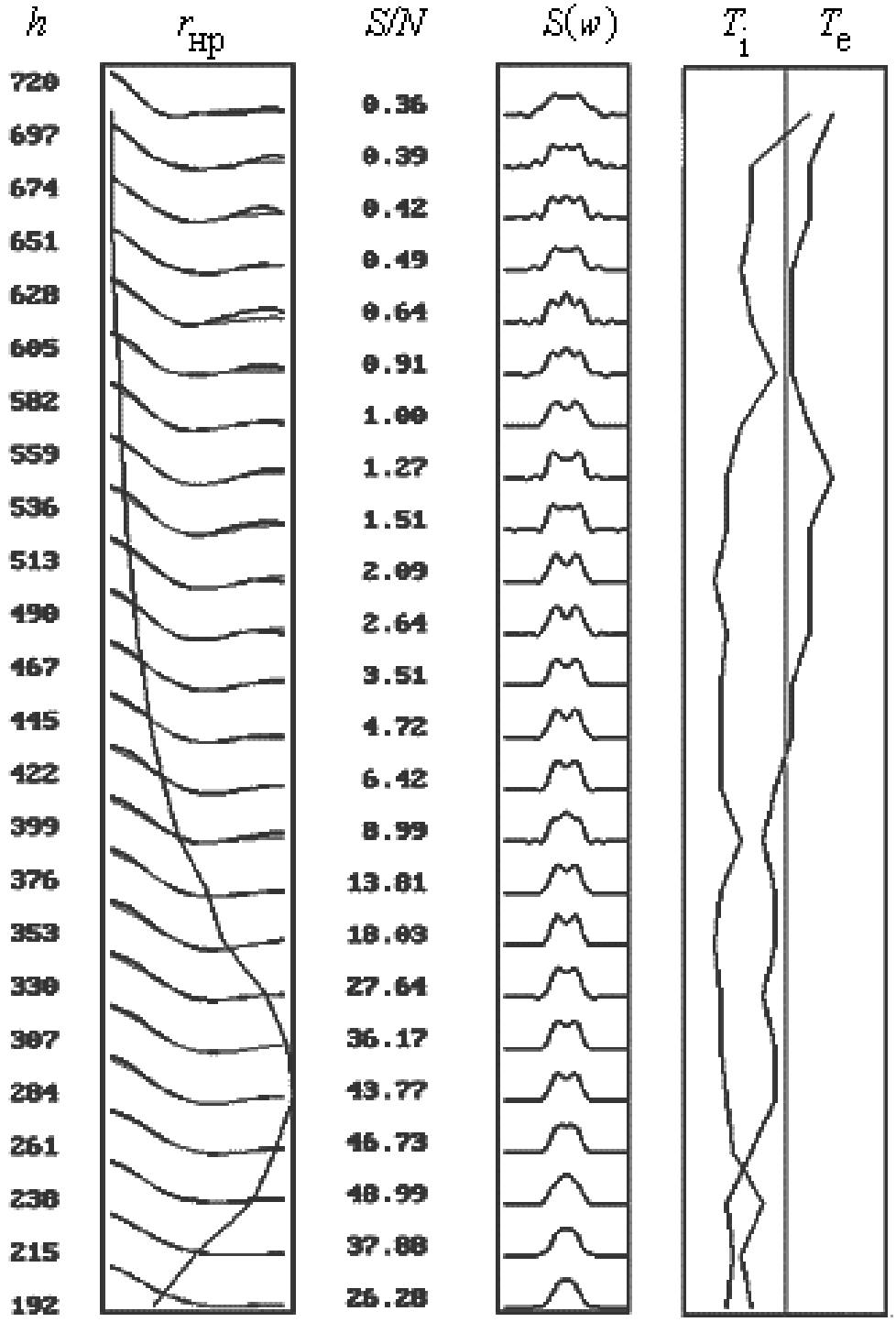


Рисунок 3.24 – Результати обробки сигналу НР при використанні фільтру зі смугою пропускання 10 кГц

На рис. 3.26 приведено отримані параметри іоносфери для випадку використання в якості додаткового фільтру Кауера 3-го порядку (рис. 3.21,*а*) з прямокутною смугою пропускання в 5 кГц. При порівнянні параметрів у цьому випадку з отриманими при використанні фільтра з більш широкою смугою показує, що розрахунок іоносферних параметрів більш точний (через збільшення відношення сигнал/шум) буде тільки на невеликих висотах (до 200 км). Вище 200 км параметри будуть отримані з досить великими похибками.

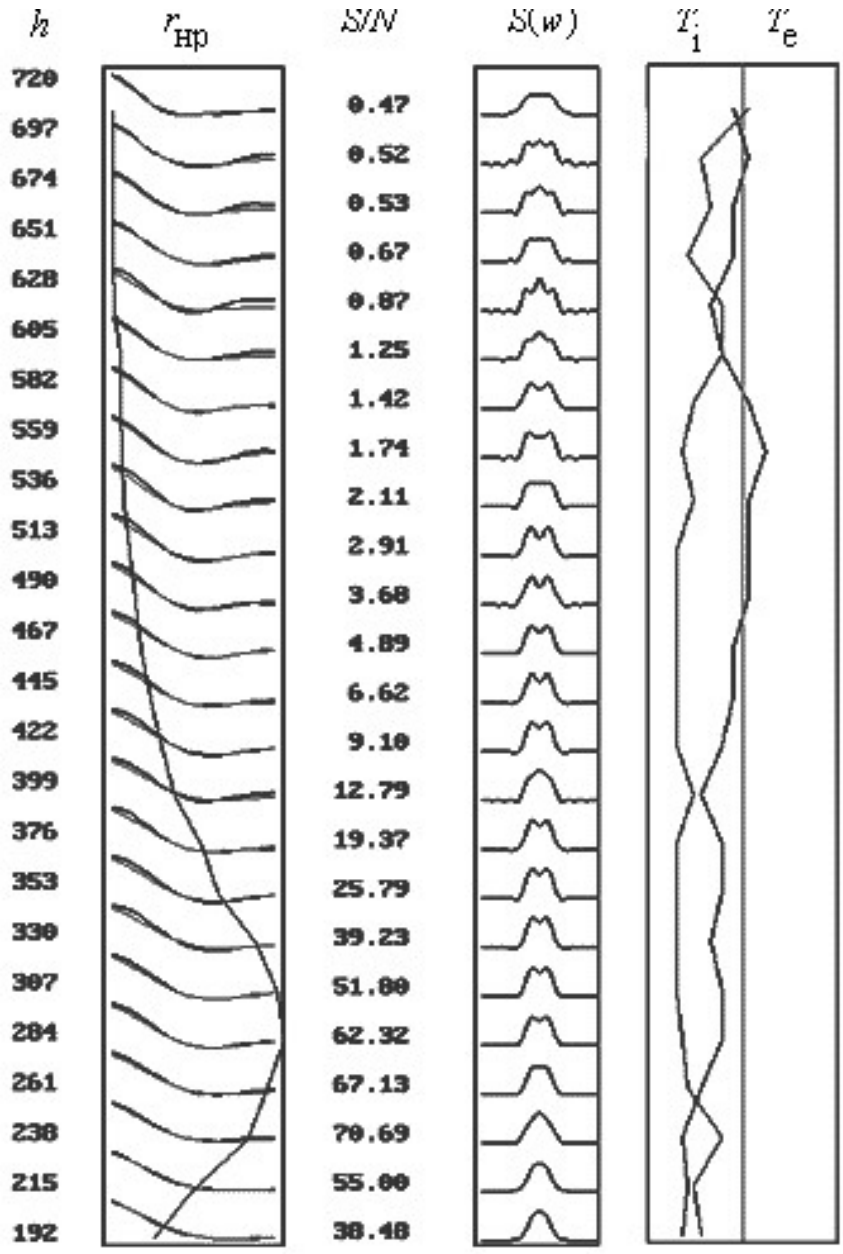


Рисунок 3.25 – Результати обробки сигналу НР при використанні фільтру зі смугою пропускання 10 кГц

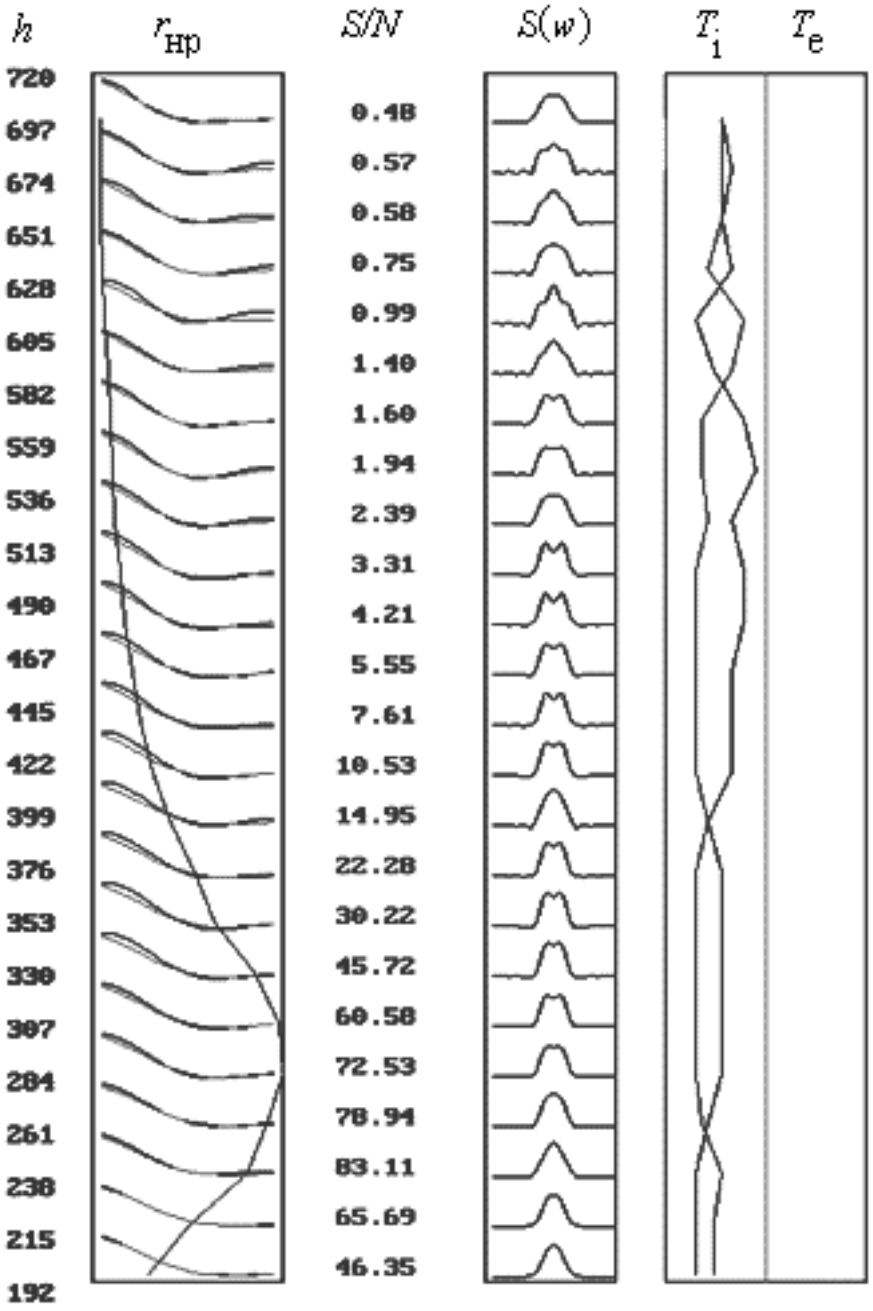


Рисунок 3.26 – Результати обробки сигналу НР при використанні фільтру зі смугою пропускання 5 кГц

Таким чином, порівнявши всі отримані результати обробки сигналу НР, можна зробити наступний висновок: якщо необхідно, щоб похибки отримання параметрів не перевищували кількох відсотків, необхідно комутувати виходи аналогових фільтрів приймальної системи радара НР з різними характеристиками в процесі просування сигналу зондування вздовж висоти, або ж використовувати адаптивну відносно висотних діапазонів цифрову фільтрацію відліків після накопичення результатів сеансу.

3.8. Процедури аналізу ефективності впроваджуваних методів цифрової фільтрації сигналу НР

У підрозд. 7 показано, що особливості сигналу НР, пов'язані зі зміною його статистичних характеристик з висотою, визивають необхідність адаптивної фільтрації сигналу за допомогою узгоджених за смугою декількох аналогових фільтрів приймача, підтримуючи на кожній висотній ділянці максимальні значення відношення сигнал/шум.

Недоліком такого рішення є те, що в процесі використання швидкодіючого комутатора повинна бути надана можливість апріорного прийняття рішення впродовж кожного сеансу відносно вибору поточних моментів комутації фільтрів у межах радіолокаційної розгортки дальності. При роботі радара НР у реальному часі, коли про параметри середовища на кожній висотній ділянці зазвичай недостатньо інформації, таке завдання досить скрутне.

Другий варіант фільтрації сигналу НР – використання швидкодіючого програмно-керованого цифрового приймача.

Набагато перспективнішим при радіофізичних дослідженнях іоносферного середовища є напрям, який зараз активно розвивається в зв'язку з впровадженням в структуру спеціалізованих радіолокаційних комплексів обчислювальних систем, реалізованих на базі швидкодіючих комп'ютерів. Вони дають можливість для проміжної фіксації в часі більшої кількості цифрових значень сигналу некогерентного розсіяння, що дозволяє провести більш детальний їх аналіз. Це перспективний напрямок, суть якого в тому, що тепер при накопиченні іоносферної інформації в приймачі як фонові будуть використовуватися широкосмугові аналогові фільтри, а після закінчення сеансу – проводитися додаткова, але вже цифрова фільтрація корисного сигналу на фоні шумів та завад, маючи змогу для підбору варіантів ряду вузькосмугових фільтрів.

Якщо такий напрямок набуде широкого розповсюдження, то потрібно залучати методи перевірки якості запропонованих алгоритмів цифрової обробки, тобто потрібні процедури, які дозволять вибирати найбільш ефективні методи

цифрової фільтрації сигналу НР, а саме – проводити аналіз результатів фільтрації реального сигналу з перевіркою алгоритмів цієї фільтрації на оптимальність.

Розглянемо варіант програмно-алгоритмічного забезпечення, яке дасть можливість контролю ефективності розроблюваних методів цифрової фільтрації сигналів НР.

До поняття фільтрації інформації відносять різні операції, у тому числі – виділення інформаційних (корисних) сигналів і придушення шумів (завад). Нас буде цікавити такий метод цифрової фільтрації даних, який спрямовано на частотну селекцію сигналу. У цьому випадку терміном *цифровий фільтр* будемо мати на увазі програмну реалізацію математичного алгоритму, входом якого є цифровий сигнал, а виходом – інший цифровий сигнал з певним чином модифікованою амплітудною і фазовою характеристикою.

У підрозд. 2.6 наведено приклад отримання цифрових значень сигналу розсіяння, який перенесено на проміжну частоту, центральне значення якої дорівнює $f_{\text{пр}}$ = 1 МГц. Ці значення отримані при скороченому ($\Delta\tau$=0,25 мкс, 24000 відліків на розгортці) періоді слідування тактових імпульсів АЦП в смузі частот від f_0 ± 2,5 кГц (на висотах, які починаються з 100 км) до f_0 ± 10 кГц (1000 км і більше).

В цьому випадку відліки вздовж розгортки дальності в кількості M = 80 тис. отримані при попередньому використанні в приймачі аналогового фільтру з полосою в $f_{\text{пр}}$ ± 10 кГц, дають прекрасну можливість для впровадження процедур у вигляді наступної додаткової цифрової фільтрації прийнятого сигналу. Ця фільтрація може проводитися в межах заданої протяжності сеансу (зазвичай біля 1 хв.) в кожній розгортці дальності, зі статистичним накопиченням подальших результатів обробки, які мають вигляд кореляційних та спектральних характеристик сигналу розсіяння.

Розробка алгоритму дій

З метою створення програмно-алгоритмічного забезпечення, яке дасть можливість для перевірки ефективності розроблюваних методів цифрової фільт-

рації, необхідно реалізувати наступні кроки по опрацюванню алгоритму дій. По-перше, мати можливість згідно алгоритму задавати вихідну інформацію відносно параметрів сигналу розсіяння – лінійчатих амплітудно-частотного (АЧ) та фазо-частотного (ФЧ) спектрів сигналу НР. По-друге – по цій інформації отримувати дискретну модель цього сигналу, на базі якої буде можливість аналізувати статистичні характеристики сигналу як до, так і після процедур цифрової фільтрації та виносити рішення щодо ефективності використання цих процедур.

Дослідження, які викладено в даному підрозділі, рознесено на декілька етапів.

1. *Моделювання дискретного сигналу розсіяння за допомогою ряду Фур'є.*

Існують чисельні методи, що дозволяють розраховувати перетворення Фур'є для функцій, форма яких базується на експериментальних даних. Якщо ця функція отримана зі значень, зафіксованих з певними дискретними інтервалами, її можна розбити на ряд синусоїдальних (косинусоїдальних) функцій з дискретними змінними частотами. Така сума функцій називається рядом Фур'є [19].

Примітка. Щоб правильно відобразити спектр сигналу, що є сумою, наприклад, декількох косинусоїд з різними періодами, необхідно щоб на періоді вимірювання сигналу вкладалося ціле число періодів кожної функції. На практиці ця умова зазвичай виконується при залученні досить великої кількості цифрових значень сигналу. Щоб наблизитися до цієї умови, для подальших обчислень задамо двовимірний масив розмірністю N x M, в якому $N = 21$ (число косинусоїдальних складових). А щоб звести до мінімуму явище Гіббса (поява осциляцій на формі спектру при зворотному перетворенні сигналу) число цифрованих відліків задамо достатньою кількістю, а саме 10000.

Для нашого випадку – необхідності за допомогою дискрет сформувати експериментальну функцію – спочатку в якості вихідних даних будемо задавати дійсні форми АЧ $A_s(\omega)$ та ФЧ $\Phi_s(\omega)$ спектрів сигналу НР. Потім з їх допомогою представимо дискретний сигнал розсіяння як суму гармонічних функцій, а саме

$$x(t) = \sum_{k=1}^{N} A_k \cdot \cos(\omega_k t + \varphi_k), \tag{3.22}$$

де t – дискретні відліки в часі на відрізку M, де визначена функція; A_k – її амплітуда, представлена в АЧ спектрі; ω_k – кутова частота, представлена у ФЧ спектрі; φ_k – випадкова фаза, що нараховується в інтервалі $-\pi \ldots \pi$; $к$ – номер гармонічної функції; N – кількість гармонічних функцій.

Таким чином, на першому етапі виконаємо наступне:

– складемо залежний від частоти список амплітуд A_k і фаз φ_k, що відповідають компонентам модельного сигналу, тобто задамо початкові складові у вигляді АЧ та ФЧ спектрів;

– з їх допомогою обчислимо косинусоїдальні значення та за рахунок їх статистичного накопичення отримаємо модель $x(t)$ детермінованого сигналу НР шляхом складання в кожній точці відповідних значень гармонічних складових ряду Фур'є;

– для того, щоб використовувати автокореляційну функцію (АКФ) $R_{s.\text{et}}(\tau)$ отриманого сигналу в подальшому аналізі в якості еталону, обчислимо її на вибраному інтервалі τ кореляційних затримок як

$$R_{s.\text{et}}(\tau) = \sum_{t=1}^{M-\tau} x(t) \cdot x(t+\tau). \tag{3.23}$$

Крок за частотою між двома сусідніми гармоніками, який задає частотне розрізнення спектру, задаватимемо в межах f = 0,3 ... 1,0 кГц, що дасть можливість синтезувати сигнал НР в смузі частот Δf від 6 кГц до 20 кГц.

Отримані результати у вигляді графіків представимо для візуального аналізу.

2. *Створення сигналу, що відповідає реальному сигналу на вході приймача радара НР, та моделювання його процедур обробки.*

Завдання другого етапу полягає у виконанні наступних кроків:

– задати рівень q відношення сигнал/шум та згідно цьому сформувати шум з рівномірним законом розподілу амплітуд і додати його до сигналу НР;

– розрахувати АКФ шуму та суміші сигнал+шум і з їх використанням виділити АКФ сигналу НР, яка, у принципі, при порівнянні повинна співпадати з еталонною (3.23);

– задати рівень частотних завад і додати їх до суміші сигнал+шум;

– перетворенням Фур'є отримати АЧ і ФЧ спектрів сигнал+шуму, та АЧ шуму і порівняти їх з початковими даними.

Для виконання першого і другого кроку суміш сигналів будемо формувати по адитивній моделі виду $y(t) = x(t) + q \cdot s(t)$, де $s(t)$ – функція у вигляді шумоподібного сигналу, спектр якого повинен бути близький до спектру білого шуму (рівномірний розподіл енергії шумів по всім частотам спектру). З використанням виразу (3.23) на тому ж інтервалі кореляційних затримок τ розрахуємо АКФ заданого шуму $R_n(\tau)$, АКФ суміші сигналів $R_{s+n}(\tau)$ та виділимо АКФ сигналу НР по формулі

$$R_s(\tau) = R_{s+n}(\tau) - R_n(\tau). \qquad (3.24)$$

Аналогічно, третім кроком з метою формування частотних завад до суміші сигналів $y(t)$ додамо дві косинусоїдальні частотні складові $x_1(t)$ і $x_2(t)$, віднесені по частоті вправо і вліво на деяку відстань від складових основного спектру $A(\omega)$.

Останнім кроком є використання дискретного перетворення Фур'є, а саме

$$A(\omega_k)\big|_{\varphi=-\pi\ldots\pi} = \sum_{t=1}^{M} y(t) \cdot \cos(\omega_k t + \varphi) \Rightarrow \max, \qquad (3.25)$$

яке дозволяє обчислити дискретні значення $k = 1 \ldots N$ ліній спектрів АЧ шуму $A_n(\omega)$ та АЧ та ФЧ суміші сигналу $A_{s+n}(\omega)$ і $\Phi_{s+n}(\omega)$ по його M дискретним відлікам. Для цього в процесі зміни аргументу t для кожного його значення відбувається ще й перебір φ в інтервалі $-\pi \ldots \pi$, фіксація ж спектрів відбувається при досягненні максимального значення $A(\omega_k)$ відносно даної частоти ω_k.

Для візуального зображення виводиться графічна інформація, яка дозволяє провести порівняння отриманих результатів з еталонами.

3. *Завдання умов для проведення цифрової фільтрації отриманої суміші сигналів у вибраній смузі частот.*

Таким чином, щоб вибирати варіанти складності сигналу НР, дана програмно-алгоритмічна розробка дає можливість за допомогою початкової інформації, що задається дослідником, варіювати шириною смуги, в якій знаходиться амплітудний спектр сигналу, формою його обвідної, рівнем відношення сигнал/шум та рівнем і кількістю складових імпульсних завад. При цьому програма резервує місце, яке дозволяє досліднику, використовуючи елементи масиву $y(t)$, випробовувати різні методи частотної фільтрації цього сигналу та аналізувати ефективність їх дії.

4. *Синтез програмної оболонки для випробування цифрової фільтрації.*

У процесі програмної реалізації проведено наступне:

– запропоновано блок-схему алгоритму, який відображає дії на основі вище запропонованих етапів;

– на базі операторів мови програмування FreeBasic складено програму, яка реалізує дію елементів блок-схеми з врахуванням розглянутих математичних виразів;

– проведено тестування розробленої програми з перевіркою запропонованих процедур на валідність.

Програмна реалізація та її експериментальні випробування

Запропонована блок-схема алгоритму має вигляд, приведений на рис. 3.27. Вона слугувала основою для створення комп'ютерної програми, за допомогою якої були отримані наступні результати розрахунків.

Так, на рис. 3.28 в якості початкової інформації наведено приклад вибору одного із варіантів симетричної (відносно центральної частоти $f_{\text{пр}}$) обвідної амплітудного спектру A_S в полосі $\Delta f = 6$ кГц і фазового спектру Φ_S, випадкові значення якого знаходяться в діапазоні $-\pi \ldots \pi$.

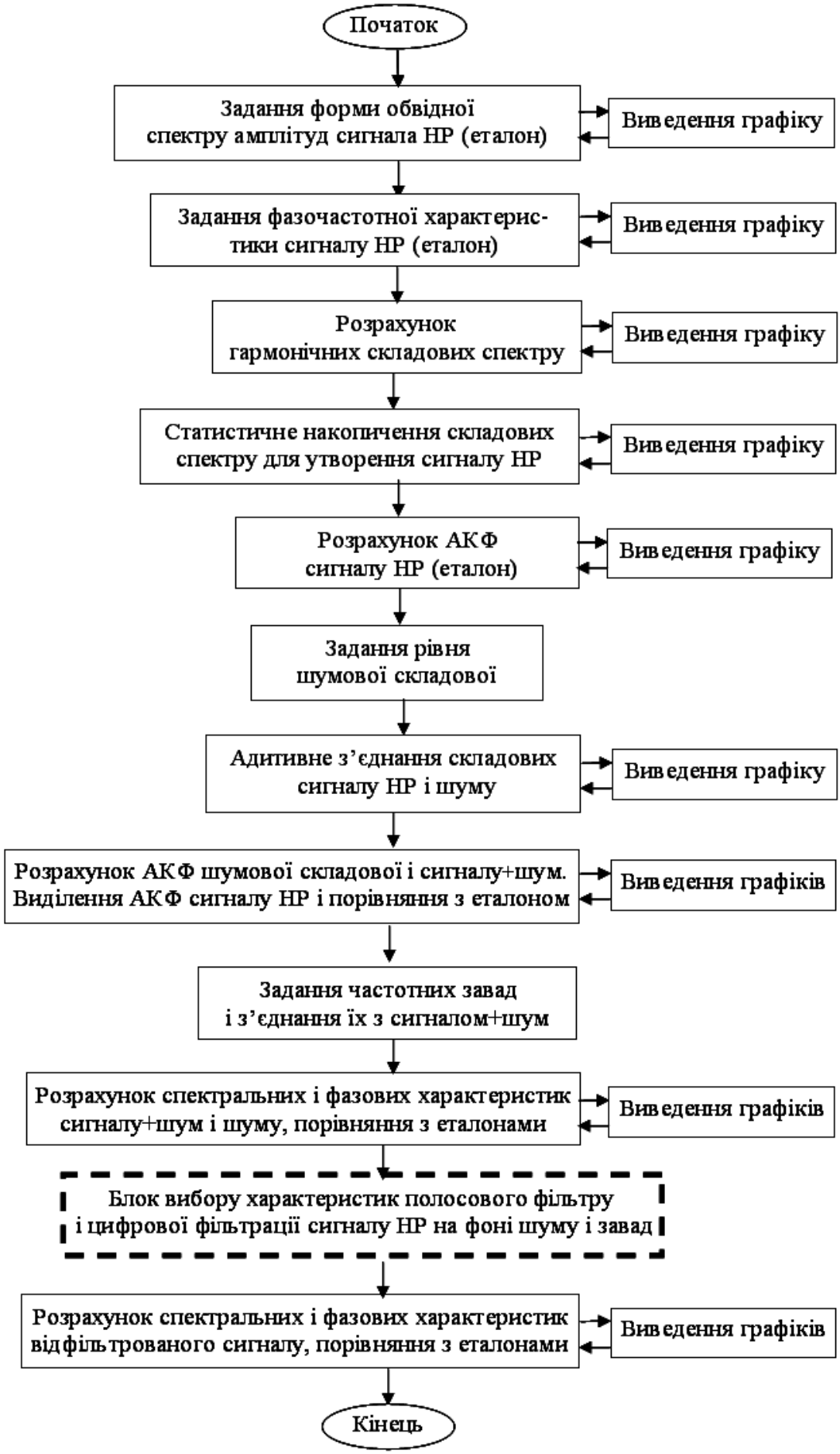


Рисунок 3.27 – Алгоритм функціонування програмного продукту

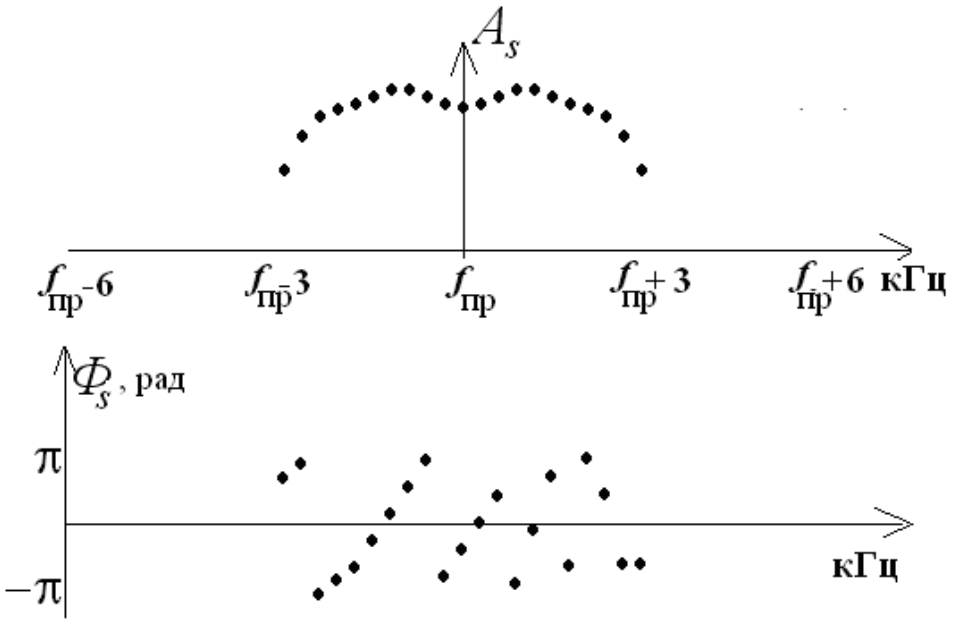


Рисунок 3.28 – Графічне зображення амплітудного та фазового спектрів сигналу НР

На рис. 3.29 приведені з використанням цих заданих АЧ та ФЧ спектрів сигналу розраховані по формулі (3.22) гармонічні складові напруг (верхній графік), адитивне накопичення відповідних значень яких дало змогу сформувати шумоподібний сигнал (нижній графік), та в подальшому використати його в якості моделі сигналу розсіяння. У той же час по формулі (3.23) проведено розрахунок АКФ цього сигналу $R_{s.et}$, яка слугувала як еталон у наступних кроках (рис. 3.30).

Рис. 3.31 ще раз демонструє, який вигляд мають цифрові значення сигналу розсіяння впродовж умовної висотної ділянки (верхній графік), по закінченні якої виділено додатковий висотний інтервал. Він буде імітувати верхні висоти, де дослідники зазвичай окремо розраховують АКФ випадкового адитивного шуму.

Згідно алгоритму, наступним кроком програма формує шумову складову і за адитивним законом накладає її вздовж основної і додаткової ділянок. При цьому середній графік на рис. 3.31 відображає ситуацію, як виглядає сигнал+шум при відношенні q = 5 для цих складових. Нижній графік дає зображення вже для відношення q = 0.5.

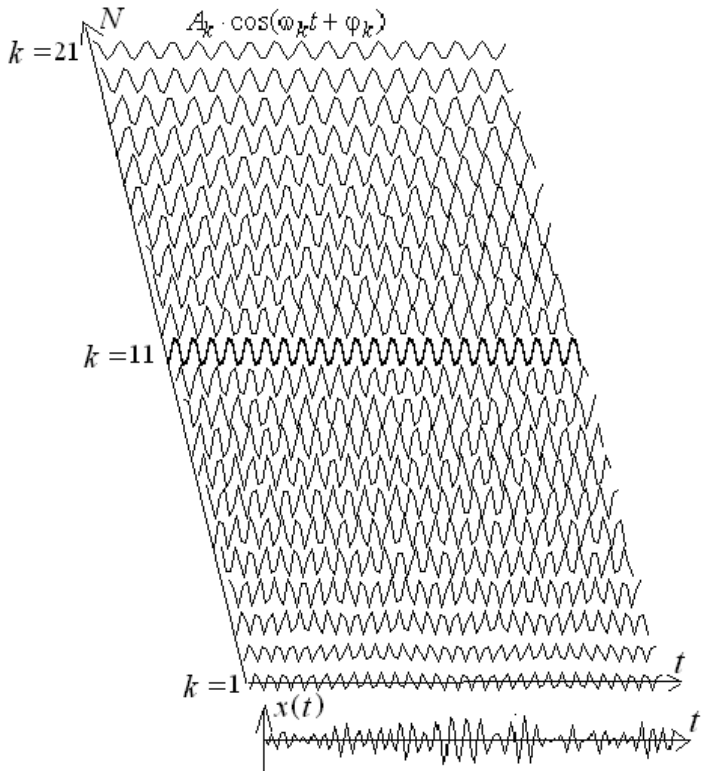


Рисунок 3.29 – Формування моделі сигналу НР

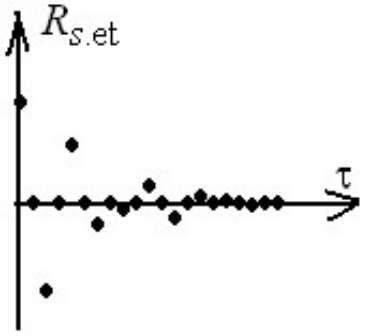


Рисунок 3.30 – Автокореляційна функція моделі сигналу НР

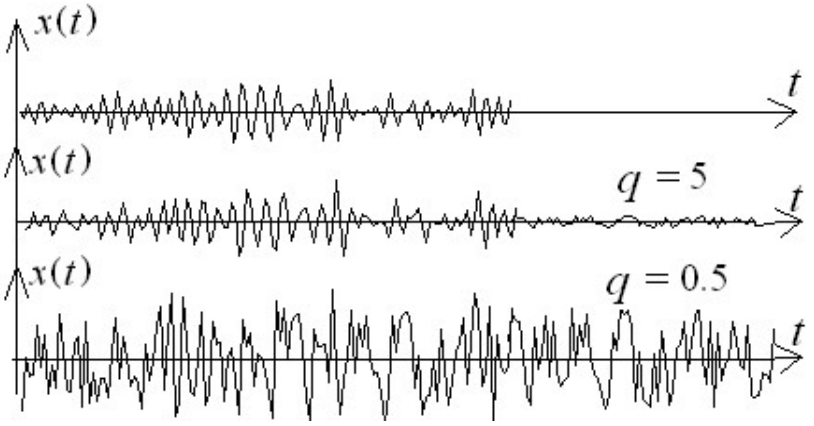


Рисунок 3.31 – Накладання значень випадкового шуму на сигнал НР

На рис. 3.32 приведено результати розрахунків АКФ суміші сигналів R_{s+n} (зліва), АКФ шуму R_n (посередині) і результат виділення з використанням формули (3.24) АКФ сигналу НР R_s (справа, лінії) для випадку q = 0.5. Як можна спостерігати, R_s повністю співпадає з еталонною $R_{s.et}$ (крапки з рис. 4), що свідчить про правильність використаних формул для імітації сигналу розсіяння та

про коректність роботи створеної комп'ютерної програми щодо процедур обробки цього сигналу.

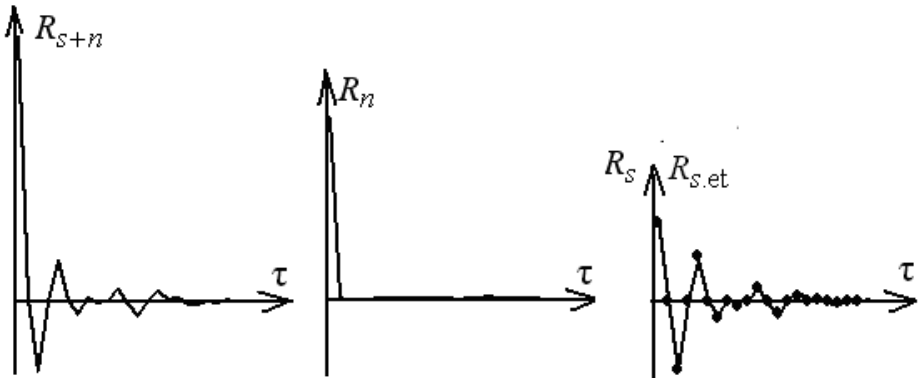


Рисунок 3.32 – Розрахунок і порівняння автокореляційних функцій

Наступний крок відображає рис. 3.33, на яком приведені відліки сигналів A_k, що сформовані у вигляді двох завад на частотах $f_{\text{пр}}$–4 кГц і $f_{\text{пр}}$+4 кГц. У результаті їх адитивного об'єднання з сигналом+шум та при подальших розрахунках з використанням формули (3.25) спектральних і фазових характеристик цієї суми отримано наступне.

Середній графік на рис. 3.34 демонструє вклад в амплітудний спектр A_s сигналу НР рівня шумової складової A_n, яка дещо спотворює цей спектр (підняття ліній графіку) на фоні еталону (крапки). Аналогічний результат спотворення показує і нижній графік, де приведена фазова складова (лінії) на фоні еталону (крапки).

Також на спектрі A_{s+n} наглядно відображується наявність частотних завад. Їх видалення, а також видалення навкруг них шумів і є метою наступних програм фільтрації.

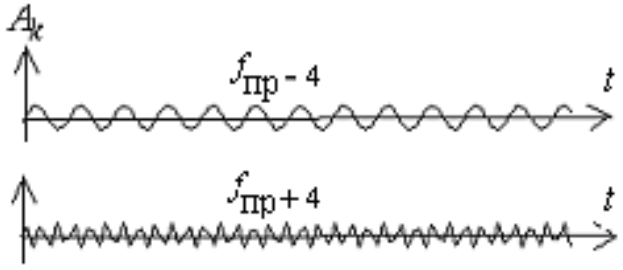


Рисунок 3.33 – Формування сигналів частотних завад

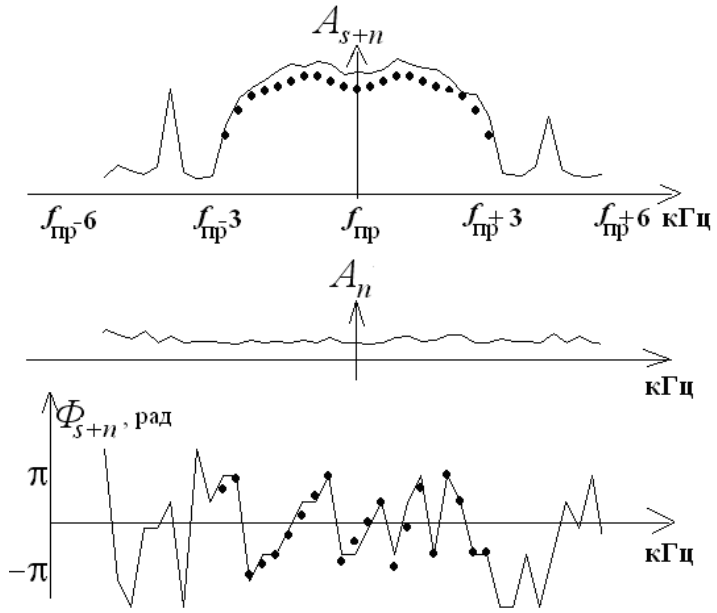


Рисунок 3.34 – Результати обробки сигналу НР з метою порівняння спектрів

Для прикладу, у випадку використання ідеального смугового фільтру A_f з П-подібною АЧХ у смузі частот Δf = 6 кГц (рис. 3.35, верхній графік) цифрова фільтрація сигналу НР на фоні шуму і завад бажено щоб привела до результату, який відображено на рис. 3.35, нижні графіки.

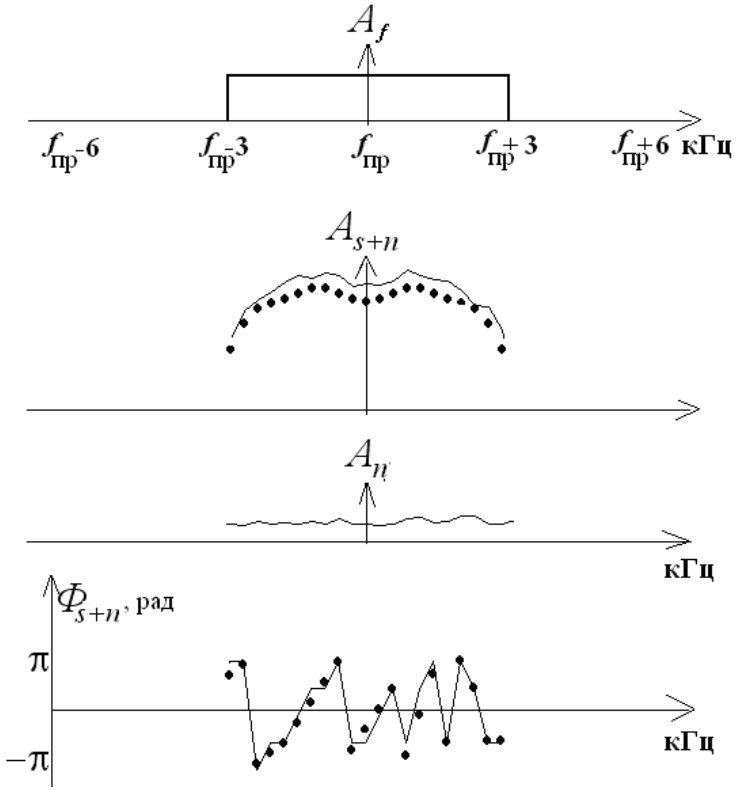


Рисунок 3.35 – Відфільтрований результат обробки сигналу НР
у випадку використання ідеального смугового фільтру.

Висновки. У теперішній час актуальним є питання якісної обробки сигналу розсіяння, який доводиться приймати на фоні шумів та імпульсних завад. Залучаючи цифрові відліки сигналу розсіяння, запропоновано перед статистичною обробкою і розрахунками параметрів іоносфери проводити додаткову цифрову фільтрацію сигналу, збільшуючи цим відношення сигнал/шум. У статті з метою контролю процесу випробувань методів цифрової фільтрації розглянуто питання реалізації та використання алгоритмічно-програмної процедури, призначеної для аналізу ефективності дії цих методів. Суть даної процедури в створенні по заданим амплітудно-частотному і фазо-частотному спектрам моделі сигналу розсіяння та обчисленні його автокореляційної функції. Ці характеристики в якості еталонних слугують для порівняння з аналогічними характеристиками, отриманими з сигналу розсіяння, на який накладаються шуми та імпульсні завади, а також з характеристиками, отриманими після використання методів цифрової фільтрації.

Загальне зауваження до розд. 2–3. *У процесі наведених вище розрахунків АКФ і їхньої корекції, тобто при функціонуванні багатьох процедур, що впливають на форму кореляційної функції сигналу розсіяння, буває ще й досить важко прив'язати остаточні результати. що отримані при багато перетвореннях, до своєї відмітки на висотній шкалі. Рекомендується для перевірки правильності виконання такої прив'язки використовувати контрольний сигнал, який необхідно вводити в задану точку радіолокаційної розгортки дальності. Це дозволить відкалібрувати шкалу шляхом контролю моменту появи коефіцієнтів кореляції від контрольного сигналу в заздалегідь відомому місці інформаційного масиву.*

Контрольні питання

1. Які задачі викликають необхідність інформаційних перетворень кореляційних функцій сигналу НР?

2. Чим викликана необхідність стробування числових послідовностей при обчисленні АКФ сигналу НР?

3. Як на процедуру стробування числових послідовностей впливають технічні особливості з'єднання структурних елементів затримки всередині кореляційних каналів?

4. У результаті якого ефекту формуються зменшувані від ординати до ординати значення цих ординат АКФ сигналу розсіяння за рахунок особливостей імпульсного зондування?

5. Що при імпульсному зондуванні є причиною спотворень форми профілю прийнятого сигналу розсіяння, а також причиною одержання розтягнутих вздовж висоти відбиттів від літальних об'єктів?

6. Яка залежність спектру флуктуацій електронної концентрації від спектральних характеристик радіоімпульсу зондування?

7. У чому суть спотворень, пов'язаних із ефектом висотного згладжування результатів і як їх врахувати?

8. Як відновити висотний профіль потужності сигналу НР за рахунок використання аналітичної функції?

9. Поясніть необхідність корегування значень АКФ сигналу розсіяння з огляду на особливості характеристик антенного комутатора радара НР.

10. Які функціональні особливості корелятора потрібно враховувати при корегуванні значень АКФ?

11. Як на цифрові відліки сигналу розсіяння впливає структура аналого-цифрового перетворювача?

12. Якої величини виникають похибки у процесі перетворення сигналу НР у цифровий код?

13. Як на характеристики сигналу НР впливають особливості показників смугового фільтру приймальної системи радара НР?

14. У чому суть адаптивної (з урахуванням номеру висотної ділянки) аналогової фільтрації сигналу розсіяння7

15 Чим можна замінити процедуру згортки кореляційних функцій отриманого сигналу НР і фільтру?

16. Яким чином можна проводити аналіз ефективності впроваджуваних методів цифрової фільтрації сигналу НР?

17. Яка процедура отримання цифрових відліків випадкового сигналу по його спектральним характеристикам?

Список літератури до розділу 3

1. Рогожкин Е.В. Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния : монография / Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев, В.Н. Лысенко. – Х. : НТУ “ХПИ”, 2008. – 256 с.

2. Holt J.M. Optimal analysis of incoherent scatter radar data / J.M. Holt, D.A. Rhoda, D. and other // Radio Science. – 1992. – Vol. 27, №3. – P. 435–447.

3. Котов Д.В. Оптимальное декодирование как способ увеличения высотного разрешения при измерениях профиля мощности некогерентно рассеянного сигнала / Д.В. Котов, В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Автоматика и приборостроение. – Х. : НТУ “ХПИ”, 2006. – № 31. – С. 77–83.

4. Шеффилд Дж. Рассеяние электромагнитного излучения в плазме : пер. с англ. / Дж. Шеффилд. – М. : Атомиздат, 1978. – 280 с.

5. Пуляєв В.О. Обчислювальні процедури при аналізі некогерентного розсіяння в іоносферній плазмі : монографія / В.О. Пуляєв, Є.В. Рогожкін, О. В. Богомаз. – Х : Вид-во НТУ «ХПІ», 2014. – 264 с.

6. Рогожкин Е.В. Измерение параметров ионосферной плазмы по корреляционной функции сигнала некогерентного рассеяния / Е.В. Рогожкин // Ионосферные исследования. – 1979. – № 27. – С. 46–59.

7. Брюнелли Б.Е. Метод некогерентного рассеяния радиоволн / Б.Е. Брюнелли, М.И. Кочкин, И.Н. Пресняков и др. – 1979. – Л. : Наука. – 188 с.

8. Эванс Дж.*В.* Теоретические и практические вопросы исследования ионосферы методом НР радиоволн / Дж.В. Эванс // ТИИЭР. – 1976. – Т.57, №4. – С. 139–175.

9. Пидручная Н.А. Влияние спектра зондирующего импульса на спектр сигнала некогерентного рассеяния / Н.А. Пидручная, В.А Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Радиофизика и ионосфера. – 2012. – № 57 (963). – С. 57–60.

10. Слинько Д.А. Учет искажений, связанных с эффектом импульсного сглаживания сигнала некогерентного рассеяния / Д.А. Слинько, В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Радиофизика и ионосфера. – 2011. – № 44. – С. 73–76.

11. Пуляєв В.О., Рогожкін Є.В. Спосіб відновлення висотного профілю потужності сигналу НР // Патент України на корисну модель № 112018. 25.11.2016 р. Бюл. № 22.

12. Рогожкин Е.В. Особенности контроля переходных процессов на радарах некогерентного рассеяния / Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев, В.А. Антонова // Системи обробки інформації. – Х. : НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2001. – Вип. 6(16). – С. 98–103.

13. Коптяева А.С. Учёт функциональных особенностей аналого-цифрового преобразования сигнала некогерентного рассеяния / А.С. Коптяева, В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Радиофизика и ионосфера. – 2010. – № 48. – С. 106–109.

14. Коптяева А.С. Выбор разрядности аналого-цифрового преобразования сигнала некогерентного рассеяния / А.С. Коптяева, В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Радиофизика и ионосфера. – 2011. – № 44. – С. 69–72.

15. Слинько Д.А. Вопросы идентичности преобразования информации в многоканальном блоке АЦП радара некогерентного рассеяния / Д.А. Слинько, В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Радиофизика и ионосфера. – 2010. – № 48. – С. 102–105.

16. Пуляев В.А. Устройство квазиоптимальной фильтрации сигналов НР / В.А. Пуляев, А.М. Капустян, М.И. Егорова // Вестн. НТУ “ХПИ” : Автоматика и приборостроение. – Х. : НТУ “ХПИ”, 2004. – № 17. – С. 91–94.

17. Пуляев В.А. Влияние и учёт аппаратурных факторов на выбор обработ-

ки сигнала некогерентного рассеяния / В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Ионосфера. – Х. : ХГПУ. – 1999. – Вып. 31. – С. 87–89.

18. Perkins F.W. Physical and computational considerations in the interpretation of Thomson scatter spectra / F.W. Perkins // Aeronomy Lab. (Urbana). – 1967. – №19. – P. 15–27.

19. Прохоров И.Б., Гребенщиков П.А., Моисеев В.С., Ахметдинов Д.А. Применение рядов Фурье в электротехнике // Национальная ассоциация ученых, Издательство: ООО “Евразийское научное Содружество”, ФГБОУ ВПО “МГТУ им. Г.И.Носова”, 10-2 (16), 2015, 108-110.

Розділ 4

АНАЛІЗ ТА СТАТИСТИЧНА ОБРОБКА СИГНАЛУ В МЕТОДІ НР НА ФОНІ ІМПУЛЬСНИХ ЗАВАД ТА КОГЕРЕНТНИХ ВІДБИТТІВ

Однією з задач у методі НР є попередня статистична обробки і аналіз сигналу розсіяння, який приймається на фоні імпульсних завад і відбиттів від дискретних об’єктів. З огляду на необхідність підвищення ефективності та довірчості математичних перетворень сукупності радіолокаційних даних будемо розглядати цю задачу як дуже важливу процедуру, що з формальної точки зору представляє собою статистичний аналіз часових рядів та локалізацію завад.

Виходячи з цієї передумови, даний розділ присвячено викладу і частковому рішенню проблеми підвищення точності подальших розрахунків при одержанні кореляційних функцій сигналу НР. Поліпшення цієї точності передбачається шляхом оптимізації та розробки нових алгоритмів розпізнавання та усунення у вхідній інформації всіляких завад, а також відбиттів від дискретних об’єктів.

4.1. Проблеми приймання сигналу НР через наявність “космічного сміття”

Особливістю розрахунків кореляційних функцій, які використовуються при розв’язанні зворотної задачі розсіяння, є те, що багато з них самі є продуктом статистичних процедур і характеризуються визначеною дисперсією. У результаті надійність подальшої ідентифікації параметрів прямо пов’язана з тією точністю, з якою перед цим були обчислені значення кореляційних функцій.

Це означає, що коли від похибок розрахунку АКФ залежить достовірність наступних математичних обчислень, то вкрай необхідно розглянути процедури їх мінімізації з метою підвищення якості кореляційного аналізу.

У процесі проведення радіофізичного експерименту з використанням методу НР передбачається залучення процедур попереднього детального аналізу,

уточнення даних і усунення аномальних результатів у вхідній інформації. Це сприяє максимальному наближенню до теоретично обґрунтованого мінімуму похибок розв'язків задач під час проведення параметричної ідентифікації стану іоносферної плазми.

У даний час відомі різні методи обробки радіофізичних даних. Вони припускають участь оператора на всіх стадіях формування інформації [1–3]. Це стосується і процесу оброблення іоносферних даних. Подібний процес дуже важко автоматизувати через складність досліджуваних явищ, а також внаслідок того, що більша частина геофізичної інформації з сигналу розсіяння може бути одержана лише в результаті її аналізу висококваліфікованим геофізиком, та за умови, що він має значний досвід, знання та інтуїцію.

Задачі, що виникають перед дослідниками на сучасному етапі, полягають в удосконаленні тих алгоритмів, які зможуть забезпечити автоматизацію рутинних процесів інтерпретації даних, підвищити точність і об'єктивність оцінювання параметрів.

Як йшлося вище, обробка даних у процесі розрахунку і аналізу статистичних характеристик сигналу розсіяння ставить своєю кінцевою метою вихід на значення вектора іоносферних параметрів. Основна складність полягає в тому, що при цьому рівень корисного сигналу найчастіше менший, ніж рівень шумів, і будь-яка періодична завада – адитивна або мультиплікативна, що пов'язана з роботою радіотехнічних систем радара НР або викликана зовнішніми факторами, може призвести до грубих похибок.

Наявність радіолокаційних відбиттів – ще один неминучий фактор. Про це свідчать результати експериментів, отримані під час активізації дій метеорних потоків, які попадають у зону дії променя харківського радара НР (табл. 4.1). Через присутність цих потоків виникають небажані відбиття, які завжди істотно перевищують слабкий сигнал розсіяння.

Ще одна причина появи когерентних відбиттів – наявність в іоносфері "космічного сміття", тобто фрагментів космічних об'єктів, які з часом зруйнувалися. Як результат, виникають інтенсивні відбиття сигналу від цих фрагментів,

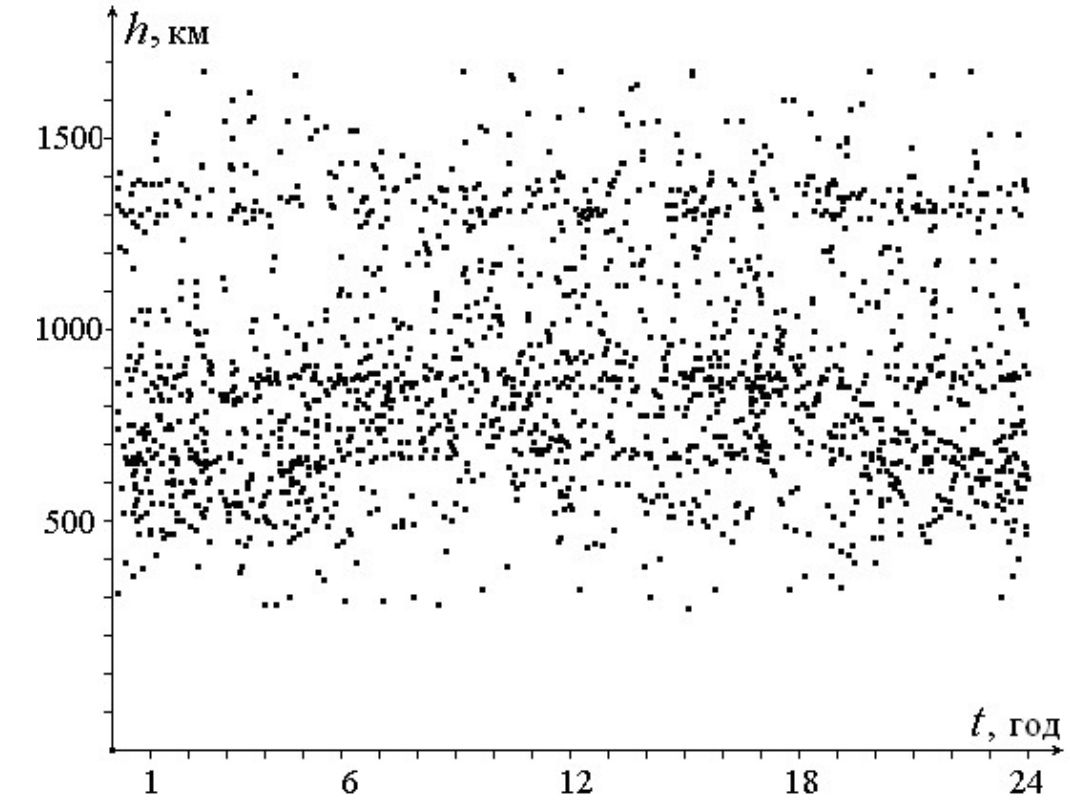
що і викликає періодичне спотворення висотного профілю потужності, а також зміну значень ординат АКФ сигналу НР.

На рис. 4.1 показані центри характерних висотних діапазонів, на які протягом доби припадають найбільш часті радіолокаційні відбиття під час спостережень іоносфери над Харковом (*а*). З цією інформацією збігаються дані (*б*) ряду авторів [4], які при розгляді екологічних проблем від запусків ракетно-космічної техніки приводять інформацію про кількість уламків при виході із ладу цих космічних об'єктів, їх розміри та інтервали зайнятих ними висот.

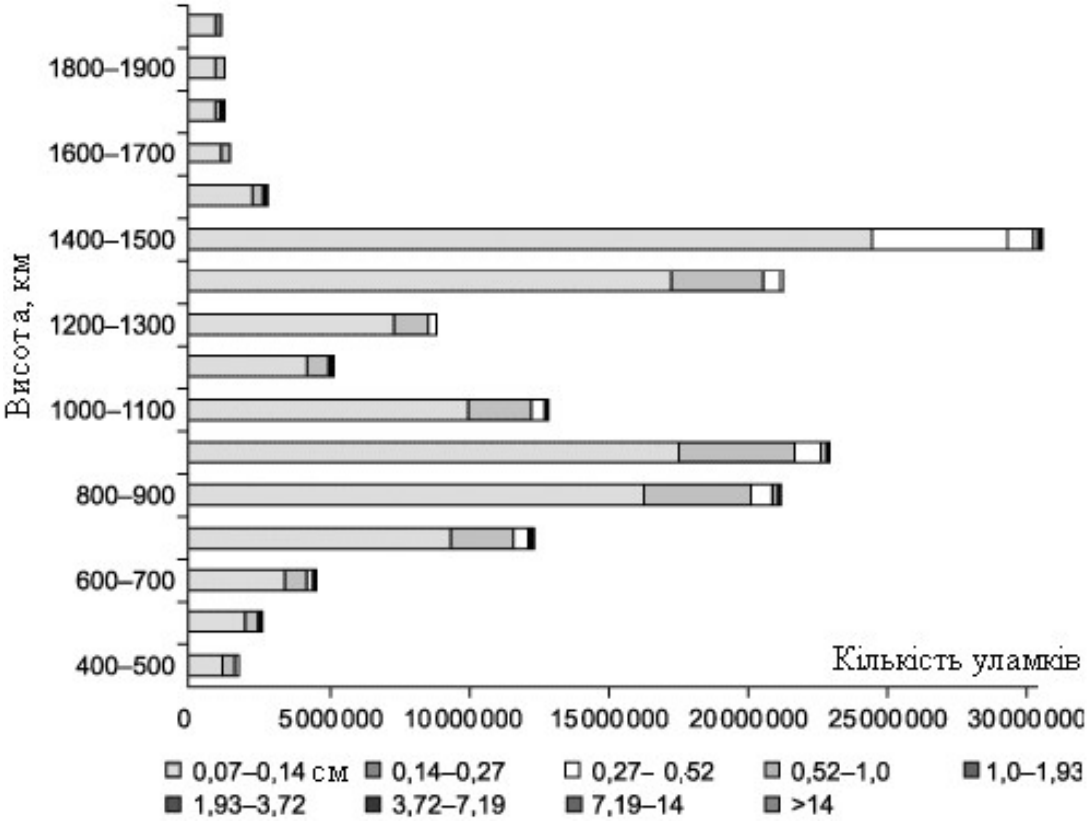
Таблиця 4.1

Характер метеорних потоків, що формують завадові сигнали відбиття

N	Потік	Час дії	Дата максимум	Найближча зірка
1.	Квадрантиди	27.12 — 7.01	3.01	тау Дракона
2.	—	12.03 — 5.04	25.03	бета Ворона
3.	—	1.04 — 5.04	3.04	дельта Стрільця
4.	Ліриди	15.04 — 26.04	22.04	альфа Ліри
5.	Віргініди	березень — травень	3.04	альфа Діви
6.	Гамма-Аквариди	28.04 — 12.05	5.05	ета Водолія
7.	—	8.06 — 9.06	—	гамма Скорпіона
8.	Боотіди	18.06 — 8.07	29.06	дзета Б. Медведиці
9.	Скорпіоніди	травень — липень	14.06	гамма Стрільця
10.	Дельта-Аквариди	22.07 — 9.08	23.07	дельта Водолія
11.	—	27.07 — 31.07	29.07	гамма Тукана
12.	—	19.07 — 31.07	26.07	лямбда Пегаса
13.	Персеїди	16.07 — 22.08	11-12.08	гамма Персея
14.	Ауригіди	29.08 — 31.08	30.08	тета Возничого
15.	—	15.08 — 25.08	20.08	тау Лебедя
16.	Кассіопеїди	19.07 — 15.08	28.07	бета Кассіопеї
17.	—	16.08 — 24.08	20.08	ета Цефея
18.	Драконіди	8.10 — 12.10	9.10	кси Дракона
19.	Тауриди	жовтень-листопад	—	гамма Тільця
20.	Оріоніди	14.10 — 26.10	21-22.10	альфа Оріона
21.	Ариєтиди	жовтень-листопад	14.10	альфа Овна
22.	Леоніди	10.11 — 18.11	16.11	гамма Льва
23.	Андромедити	15.11 — 27.11	17.11	гамма Андромеди
24.	Гемініди	1.12 — 17.12	14.12	альфа Близнюки
25.	Урсиди	19.12 — 26.12	22.12	бета М. Медведиці
26.	—	5.12 — 7.01	29.12	лямбда Паруса



а



б

Рисунок 4.1 – Сигнали відбиття на протязі доби, отримані харківським радаром НР (*а*), та джерела їх утворення (*б*)

У подібних умовах дослідникам для проведення експерименту випадає нагода використовувати методи статистичної обробки, які спрямовано як на попередню фільтрацію числових послідовностей, так і на усунення тих аномальних значень, що підвищують достовірність помилкової інтерпретації іоносферних даних.

Правда, задача інтерпретації іоносферних даних полегшується тим, що корисний сигнал (сигнал розсіяння) з тої самої висотної ділянки носить в основному квазістаціонарний характер, а сплески шумів та інших завад, що мають місце в процесі роботи радіотехнічних систем, при цьому мають спонтанний характер.

Розглянемо деякі особливості статистичного аналізу даних при обробленні сигналу НР, враховуючи те, що та частина розрахунків, що здійснюється всередині радіотехнічних блоків радара НР, повинна відбуватися в режимі реального часу.

4.2. Виявлення когерентних відбиттів за допомогою контрольного каналу радара НР

У даному підрозділі розглянуто варіант використання контрольного пристрою обробки, який дає можливість створення умов для поліпшення точності розпізнавання у вхідній інформації всіляких завад, а також відбитків від дискретних об’єктів шляхом проведення додаткового кореляційного аналізу прийнятого сигналу.

Як було сказано вище, у даний час надійному розрахунку параметрів іоносферної середовища заважає ряд чинників, а саме – поява в зоні дії діаграми направленості антен радарів супутників і метеорних потоків, а також виникнення когерентних сигналів через працюючі радіосистеми [1]. Все це призводить до утворення заважаючих відбиттів, у результаті чого подальша статистичного обробка корисного сигналу і його аналіз приводять до невірного результату.

Метод НР передбачає використання багатьох математичних процедур попереднього аналізу і уточнення даних з подальшою ліквідацією аномальних результатів при обробці вхідної інформації [12]. Реалізація методів визначення висотних інтервалів, на яких з'являються відбиття, проводиться шляхом розрахунку характеристик сигналу уздовж числових вибірок (шкали висот). До цих характеристик відносяться математичне очікування оцінок і їх відповідні дисперсії, які використовуються при аналізі влучень поточних значення сигналу в певний довірчий інтервал (див. підрозд. 4.3).

У цілому, контроль когерентного відбиттів полягає в перевірці чисел на відхилення, які суперечать апріорної інформації про величину сигналу розсіяння на досліджуваних висотних інтервалах. У процесі перевірки здійснюється фіксація місць появи завад з тим, щоб при подальшій обробці мати можливість їх детального аналізу.

Такий підхід сприяє максимальному наближенню рішень до теоретично обґрунтованого мінімуму помилок у процесі параметричної ідентифікації стану іоносферної плазми. У той же час ефективним підходом є і технічне удосконалення системи кореляційної обробки радара НР, а саме – впровадження в його структуру одноканального допоміжного кореляційного пристрою [13], призначеного для розрахунку коефіцієнтів кореляції сигналу НР на інтервалі, рівному періоду випромінювання імпульсу зондування.

Суть удосконалення в тому, що контрольний канал встановлюється на виході приймача і призначається для розрахунку і накопичення протягом сеансу висотного розподілу коефіцієнтів міжперіодної (через затримку $T_{\text{П}}$) кореляції сигналу НР. Результат накопичення в кореляторі цього каналу дає можливість для чіткого спостереження корельованих викидів, місця розташування яких вказують на локалізацію відбиттів від цілей і імпульсних завад.

На рис. 4.2 приведена функціональна схема такого контрольного каналу для системи обробки радара НР.

Інформація, яка надходить на такий канал з АЦП, має розрядність 8 байт. Вихідна інформація, утворена перемножуванням випадкових чисел з сусідніх

розгорток, але з однойменних висотних ділянок, за час сеансу накопичення тривалістю $T_{\text{сеанс}}$ = 1 хв. не перевищує розрядності 16 байт. Отриманий результат надходить на вихід каналу і далі через паралельний порт зчитується для подальшого аналізу.

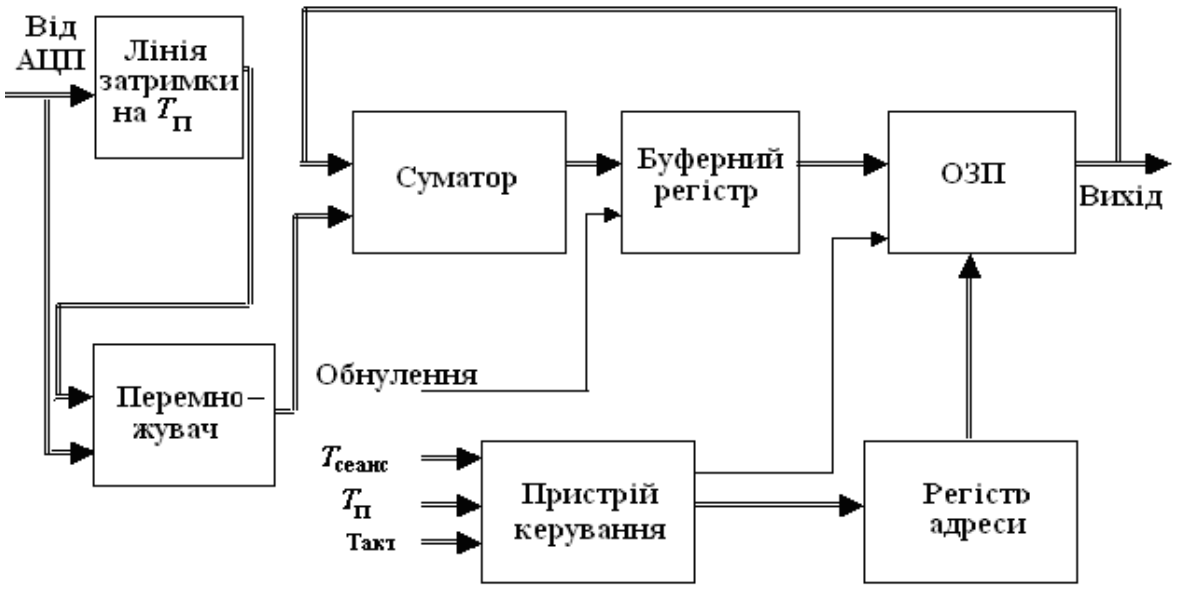
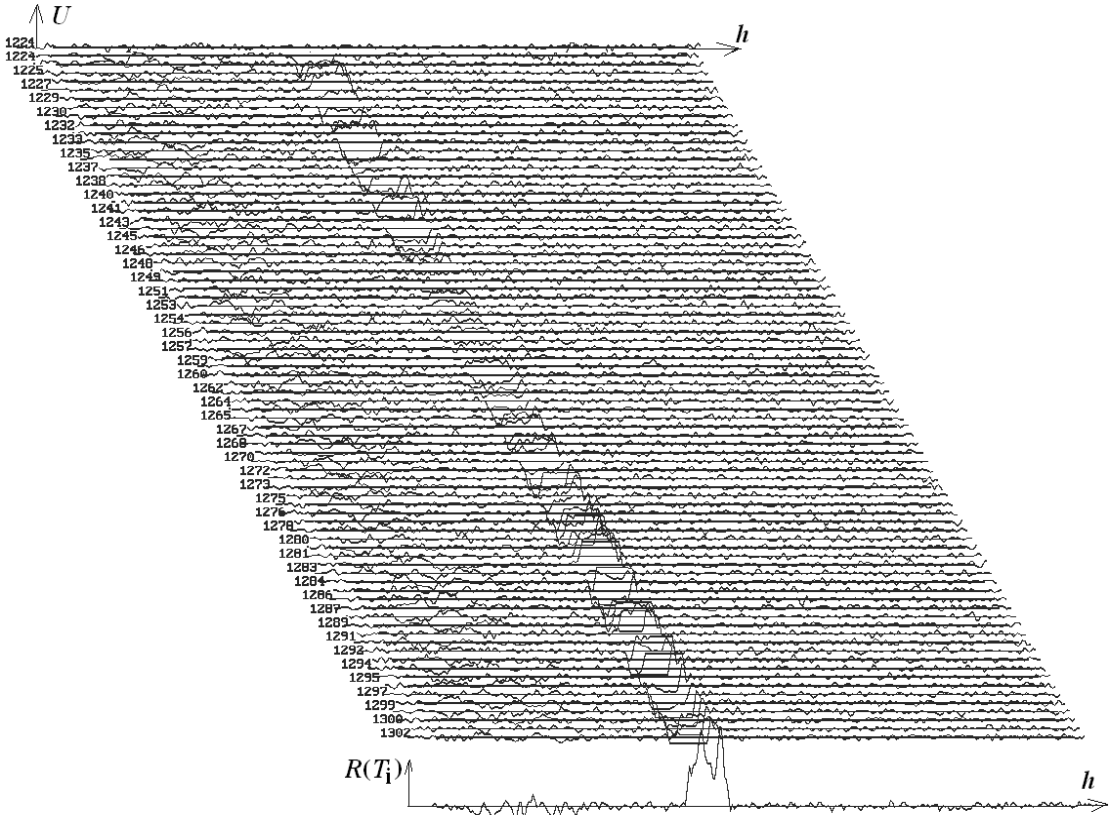


Рисунок 4.2 – Функціональна схема контрольного каналу,
призначеного для розрахунку міжперіодної кореляції сигналу НР

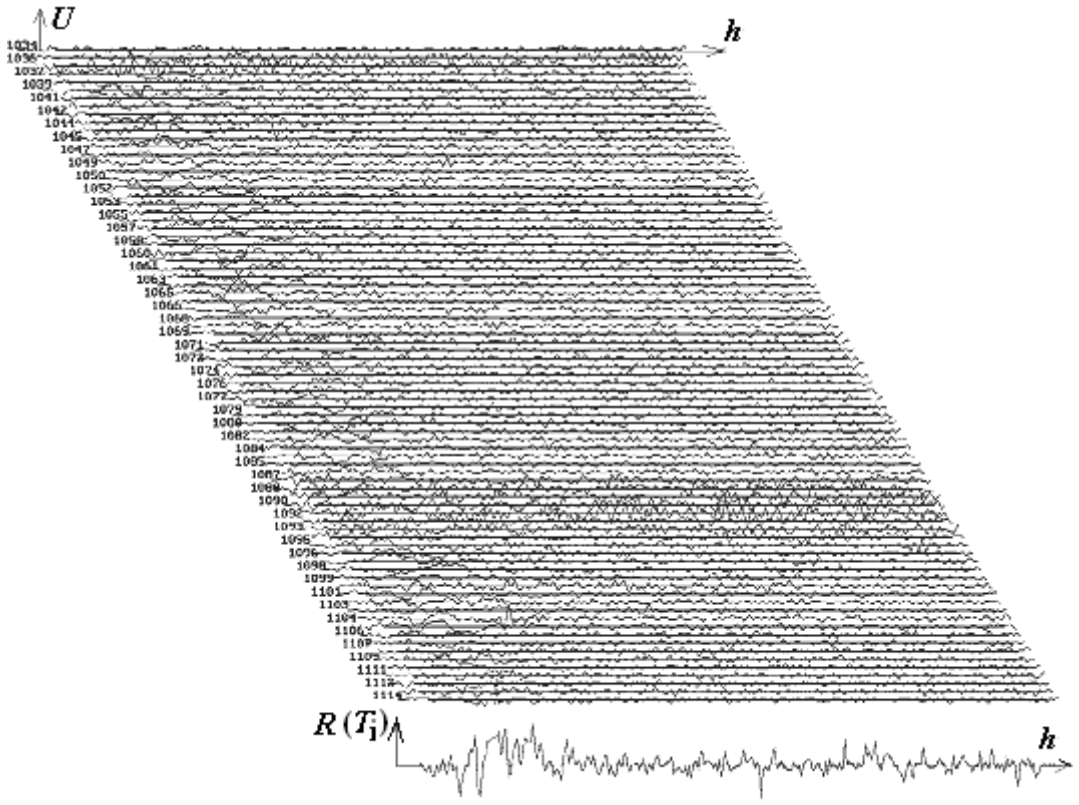
Результати обробки інформації в контрольному каналі для двох випадків, а саме – при наявності (*а*) і відсутності (*б*) відбиття – наведено на рис. 4.3.

В якості вихідних даних було використано двовимірні інформаційні масиви, отримані протягом сеансів тривалістю по 1 хв., коли напруга прийнятого уздовж розгортки дальності сигналу розсіяння містила в першому з них (*а*) відбиття від літального об’єкту. З використанням цього масиву були отримані результати розрахунку висотного розподілу міжперіодної кореляції $R(T_П, h)$ (нижня частина рисунку), бо статистичне накопичення перемножувальних складових від когерентних відбиттів є відмінним від нуля.

Як можна бачити, залучене статистичне накопичення перемножувальних у сусідніх розгортках некорельованих відліків сигналу розсіяння дає наближену до нуля складову. Такий результат можливий завдяки тому, що інтервал кореляції для відбиттів більший за період повторення $T_П$ розгортки, а для сигналу НР – значно менше.



а



б

Рисунок 4.3. – варіанти сигналу НР вздовж розгорток дальності (верхня частини графіку) і результат отримання коефіцієнтів міжперіодної кореляції (нижня частина)

Таким чином, застосовуваний підхід збільшує можливість виявлення та ідентифікації корельованих сигналів від дискретних об’єктів за допомогою запропонованого контрольного каналу. Підвищується достовірність отримання інформації також в тому випадку, коли виникають відбиття у вигляді сигналів від об’єктів, що захоплюються бічними пелюстками діаграми спрямованості антени.

Для забезпечення синхронної роботи блоків контрольного каналу від системи тактування радара НР повинні надходити серії імпульсів, як це показано на рис. 4.4. Вони призначені для початкового обнулення оперативної пам’яті (ОЗП), управління регістром адреси, для тактування блоків під час роботи, для визначення інтервалу, призначеного для зчитування даних з контрольного каналу.

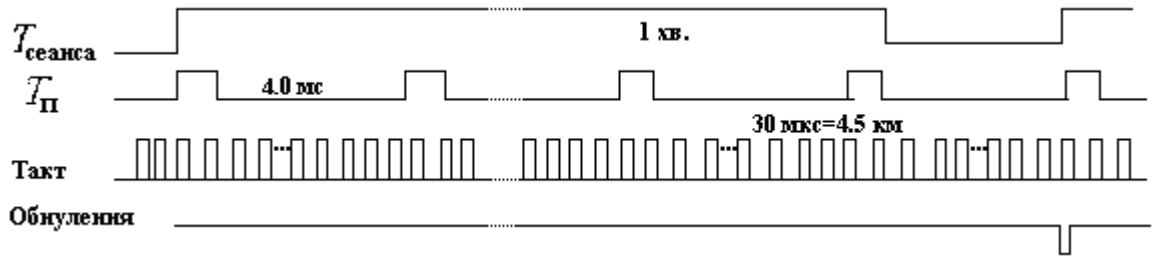
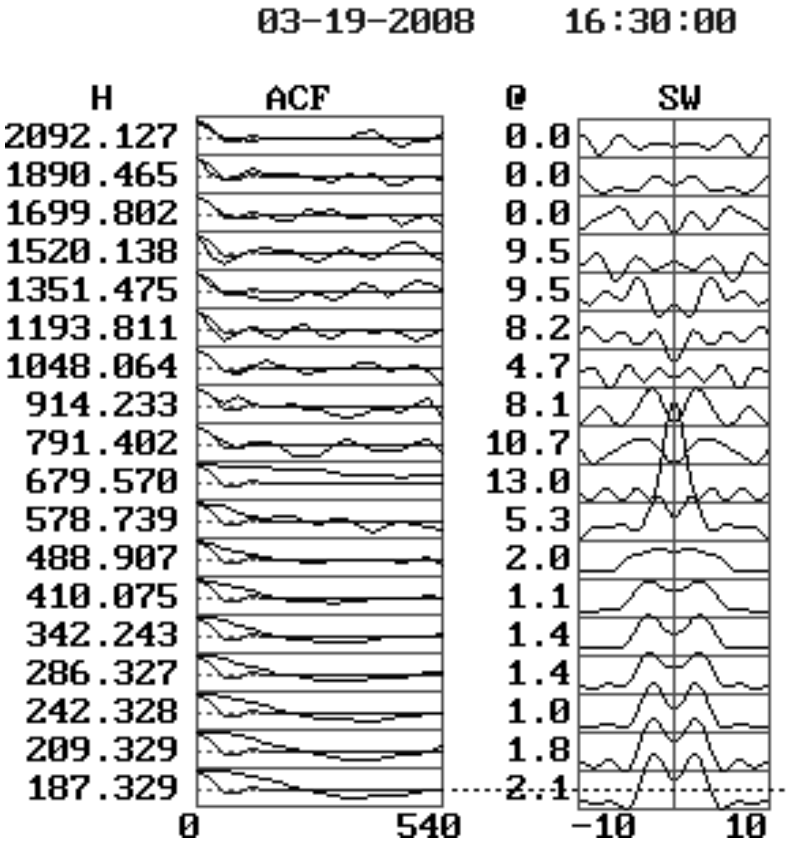


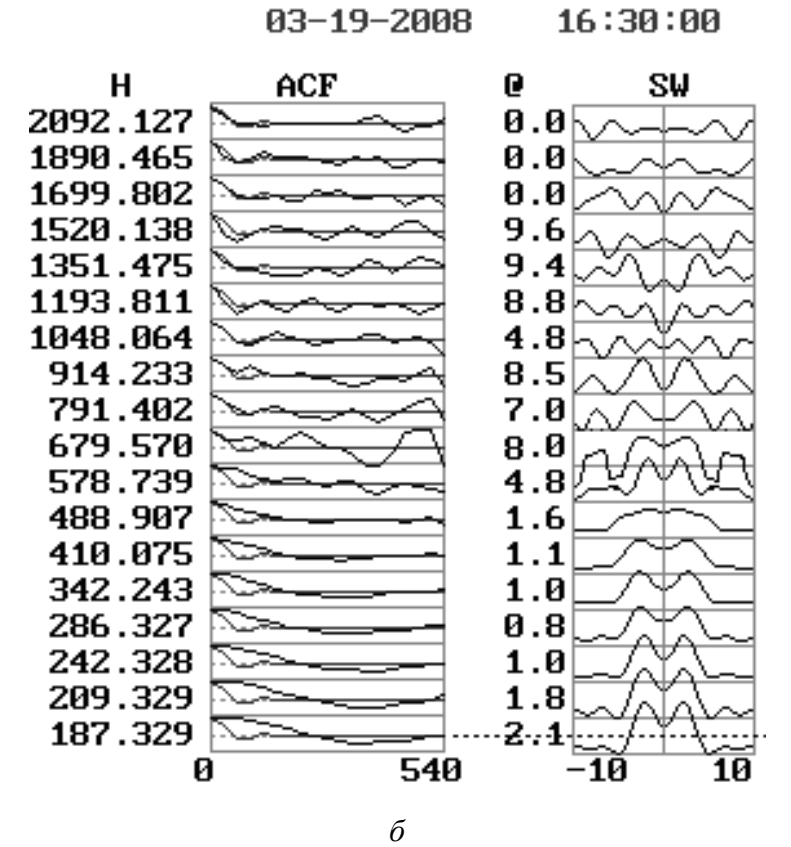
Рисунок 4.4 – Сигнали управління контрольним каналом

Таким чином, дана методика апаратурного аналізу сигналу розсіяння дозволяє при зменшенні відношення сигнал/шум виключити залежність результатів обробки від заважаючих відбиттів і імпульсних завад. Для її реалізації в процесі проходження інформації через основний канал обробки необхідно за допомогою контрольного каналу здійснювати режим “перехоплювання” цифрованих значень сигналу з виходу АЦП і проводити його попередню міжперіодну кореляційну обробку.

На рис 4.5 представлено результати комп’ютерних розрахунків висотного розподілу АКФ і спектрів сигналу розсіяння безпосередньо після його приймання (*а*), а також після отримання інформації з контрольного каналу та використанні процедури усунення сигналу від заважаючого відбиття на ділянці з центром на 578 км.



а



б

Рисунок 4.5 – Висотний розподіл АКФ і спектрів сигналу НР до (*а*) і після (*б*) видалення сигналу відбиття на висоті 578 км

4.3. Процедури попереднього статистичного аналізу радіофізичних даних

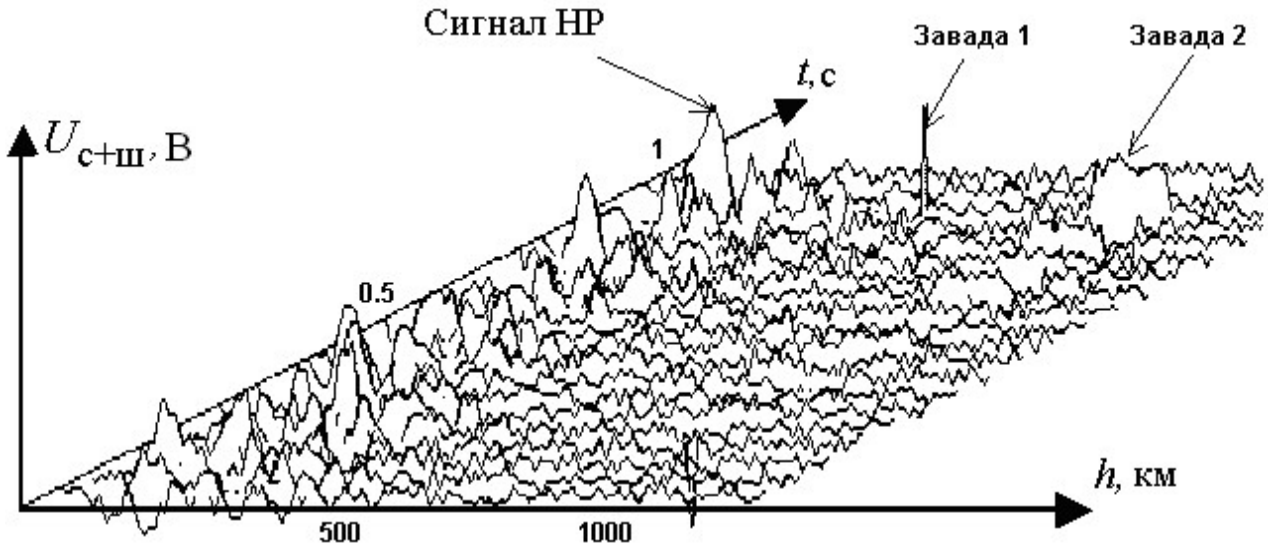
Розглянемо особливості деяких процедур, призначених для оцінювання характеру і закономірностей поведінки завад під час одержання радіофізичних даних – рівнів напруг, потужностей сигналу НР та його кореляційних функцій, тобто тих процедур, що спрямовані на прийняття рішень про локалізацію і наступне усунення цих завад [12].

Щоб мати можливість для проведення аналізу даних безпосередньо в процесі їх одержання, для сучасних ПК з великим об’ємом пам’яті можливий режим “перехоплювання” цифрованих значень сигналу на виході приймача радара НР, їх попереднє оброблення та передача до виконання наступних процедур. При цьому формуються двовимірні (n x m) масиви, розраховується достовірність одержуваних результатів і надаються рекомендації щодо їх статистичного аналізу.

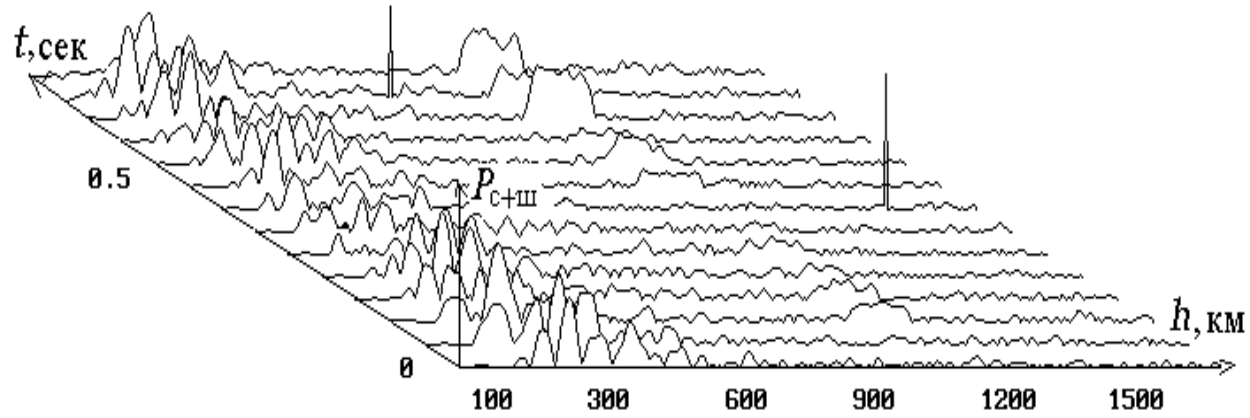
У цілому ці масиви являють собою отримані системою обробки радара НР в кожній розгортці дальності висотно-часові залежності варіацій амплітуд $U_{\text{с+ш}}(h, t)$ прийнятої суми сигнал+шум (рис. 4.6,*а*) або потужності $P_{\text{с+ш}}(h, t)$ цієї суми (рис. 4.6,*б*).

Якщо немає можливості для організації процедури додаткового аналізу сигналу на вході корелятора, то можна реалізувати процедуру аналізу вихідних даних наприкінці сеансу накопичення, коли вже утворяться висотні розподіли K ординат АКФ $R_{\text{с}}$ сигналу НР (рис. 4.7,*а*), або будуть розраховані коефіцієнти кореляції r_{Ne} флуктуацій електронної концентрації (рис. 4.7,*б*).

Через похибки вимірювань, специфічний характер геофізичних явищ, а також через завади, викликані збоями в апаратурі та відбиттями від космічних об’єктів, які попадають під час сеансу (протягом одиниць − десятків хвилин) до зони діаграми спрямованості антени радара НР, цифрові послідовності завжди будуть являти собою спотворені вибірки.



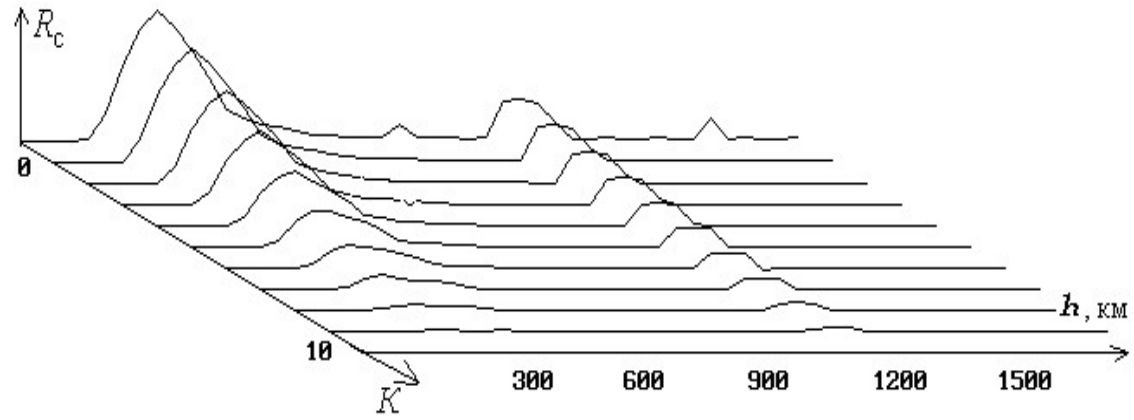
а



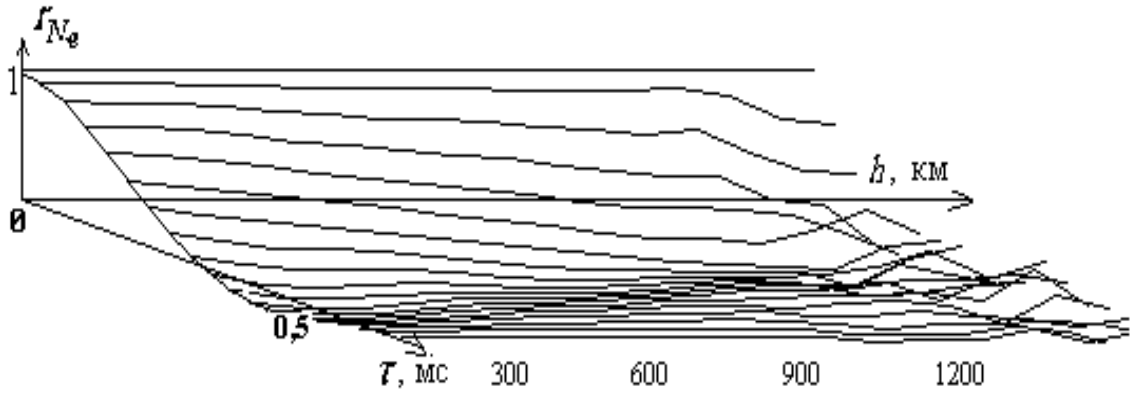
б

Рисунок 4.6 – Висотно-часовий розподіл суміші сигнал+шум (*а*)
та значень її потужності (*б*)

Як варіант оброблення, за допомогою якого можна уточнювати і відновлювати експериментальні дані, розглянемо деякі алгоритми фільтрації чисел у зазначених вище інформаційних групах. Варто врахувати, що полегшує ситуацію обробки та обставина, що в групах присутня надмірна кількість відомостей про корисний сигнал, тому що в цілому на впродовж сеансу реєструється досить велика сукупність взаємозалежних і взаємоуточнюючих даних, які можна використовувати в наступній обробці.



а



б

Рисунок 4.7 – Висотний розподіл ненормованих ординат АКФ сигналу НР (*а*) та коефіцієнтів кореляції флуктуації електронної щільності (*б*)

Алгоритми програмної фільтрації включають такі операції [5, 6, 12].

1. *Відстеження та контроль мінімальних і максимальних значень числового ряду.*

Ця процедура є першим і украй важливим пунктом контролю даних у масивах вигляду рис. 4.2. Вона складається з перевірки чисел ряду на аномальність, тобто з виявлення тих відхилень (викидів), що логічно несумісні зі значеннями сусідніх чисел ряду або суперечать апріорній інформації про значення сигналу на даних висотних інтервалах. Приміром, такими є імпульсні сигнали типу *завада 1*, що чітко виявляються на висотних залежностях напруг (*а*) і по-

тужностей (*б*) прийнятого сигналу. Необхідно фіксувати місця появи цих завад, щоб при наступному обробленні виключати їх з числового ряду.

Аналогічну процедуру пошуку завад можна організувати і на інформаційному полі, що відображує висотний розподіл ординат кореляційної функції $R_c(\tau, h)$ (рис 4.3,*а*) або нормованих значень $r_c(\tau, h)$ цієї функції (рис. 4.3,*б*). Однак там завади можуть бути вже згладжені та малопомітні.

2. *Локалізація двох і більше сусідніх аномальних відліків числового ряду.*

Під час цієї процедури знаходиться і виключається з ряду група аномальних значень, які з великим ступенем достовірності можна вважати пов'язаними між собою, наприклад, якщо має місце відбиття, хоч і не з великою амплітудою, від дискретних об'єктів. До такої групи належить когерентна *завада* 2, тому що довжина її вздовж розгортки пов'язана з довжиною імпульсу зондування і заздалегідь відома.

3. *Розкладання отримуваних даних на сеанси короткої тривалості.*

Даний підхід припускає статистичний збір інформації в кореляторі сеансами більш короткої тривалості T_c, ніж це потрібно з умов експерименту, наприклад, $T_c \leq 1$ хв. Такий підхід дозволяє одержати ряд проміжних масивів, що дає можливість їх окремого аналізу і навіть повного виключення з процедури подальшого накопичення, якщо вони не задовольняють вимогам за якістю.

Такий процес сортування демонструється на прикладі утворення результуючого профілю потужності $P_{с+ш}(h)$ (рис. 4.8). Для одержання цього результату використовувалися дані із сеансів більш короткої тривалості, в яких частина інформації у вигляді аномальних значень повністю вилучалася (пропуски в лініях є місцями виявлених імпульсних і когерентних завад).

4. *Відновлення пропущених за якихось причин значень числового ряду.*

Процедура, що пропонується, призначена для ігнорування тих відліків, які були вилучені через їх "підозрілий" характер. Проте є й інші способи, а саме – заміна аномальних значень сигналу в цих місцях на усереднену інформацію, що базується на отриманих з сусідніх ділянок профілю даних.

Рисунок 4.8 – Комп'ютерний аналіз та сортування висотних профілів потужності сигналу НР з утворенням результуючого профілю

5. *Контролювання методів збирання даних.*

Мета цієї дії полягає в тому, щоб по закінченні указаних вище процедур фільтрації за характером виявлених завад прийняти, наскільки можливо, міри щодо усунення причин їх виникнення, а також врахувати особливості неточностей, якщо вони викликані апаратурними особливостями або ж специфікою методик оброблення.

У цілому практика використання зазначених вище операцій показує, що дві останні з них важко піддаються автоматизації, а ось першу, другу і третю легко реалізувати на ПК у вигляді самостійно функціонуючих контрольних процедур. В їх якості, наприклад, можна використовувати метод оцінювання викидів, який базується на виявленні і відкиданні тих аномальних значень, що не попадають у виділений інтервал довірчих значень.

4.4. Приклади статистичної обробки просторово-часових залежностей ординат АКФ сигналу НР

У якості деяких прикладів оброблення масивів розглянемо варіанти, що складаються з процедур пошуку аномальних значень числового ряду. Первин-

ним масивом будемо вважати вибірки з розглянутих у підрозд. 4.3 просторово-часових послідовностей.

Так, з послідовностей, поданих на рис. 4.7, можна сформувати ряд вибірок з різних висот, узятих *уздовж шкали часу* (*a*). Наприклад, якщо для *i*-ї висоти вибірка амплітуд буде складатися з *n* чисел $x_1(h_i)$, $x_2(h_i)$, ..., $x_j(h_i)$, …, $x_n(h_i)$, то за ними можна одержати характеристики вибірки у вигляді математичного очікування оцінок $\bar{x}(h_i) = M^*[x_j(h_i)]$ і їхньої відповідної дисперсії $s^2(h_i) = D^*[x_j(h_i)]$, обчисливши ці значення за допомогою виразів:

$$\begin{aligned} \bar{x}(h_i) &= \frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n} x_j(h_i); \\ s^2(h_i) &= \frac{1}{n-1}\sum_{j=1}^{n}[x_j(h_i) - \bar{x}(h_i)]^2. \end{aligned} \qquad (4.1)$$

Для локалізації аномальних значень у межах такої вибірки використовується критерій, який базується на аналізі попадання значення $x_j(h_i)$ у деякий довірчий інтервал, утворений дисперсією $s^2(h_i)$ для тієї частини вибірки, що залишилася після відкидання аномальних значень.

Для такої операції потрібен індикатор $v_{ji}(h_i)$, який сигналізує про попадання значень вибірки в довірчий інтервал:

$$v_{ji}(h_i) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \left|\bar{x}(h_i) - x_j(h_i)\right| \le L\sqrt{s^2(h_i)}; \\ 0, & \text{якщо } \left|\bar{x}(h_i) - x_j(h_i)\right| > L\sqrt{s^2(h_i)}, \end{cases}$$

де $L > 0$ – масштабний множник довірчого інтервалу.

Дана ітераційна процедура функціонує в такий спосіб: значення $x_j(h_i)$ використовується для розрахунку оцінки $\bar{x}(h_i)$, якщо $v_{ji} = 1$, і не використовується в протилежному разі. У результаті цієї операції з ряду будуть викинуті всі ті значення (див. мітки вздовж кожної другої лінії на рис. 4.9,*а*), що перевищують поріг, обумовлений значенням *L*. При цьому необхідно стежити, щоб через ба-

гаторазове відкидання чисел кількість відліків в “очищеному” ряді не залишилася малочисельною.

Аналогічний спосіб статистичного оброблення чисел ряду, що базується на розпізнаванні когерентних відбиттів від об’єктів, можливий для випадку аналізу послідовностей (рис. 4.6,*а*) з m чисел, узятих з різних розгорток, але вже *вздовж шкали висот*. Приміром, для p-ї розгортки послідовність має елементи $x_p(h_1)$, $x_p(h_2)$, …, $x_p(h_i)$, …, $x_p(h_m)$ (рис. 4.9,*б*). У цьому випадку для розрахунку середнього значення послідовності пропонується використовувати наступну статистичну оцінку виду

$$\bar{x}_p(h) = \frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m}\left|x_p(h_i)\right| \tag{4.2}$$

і дисперсію цієї послідовності

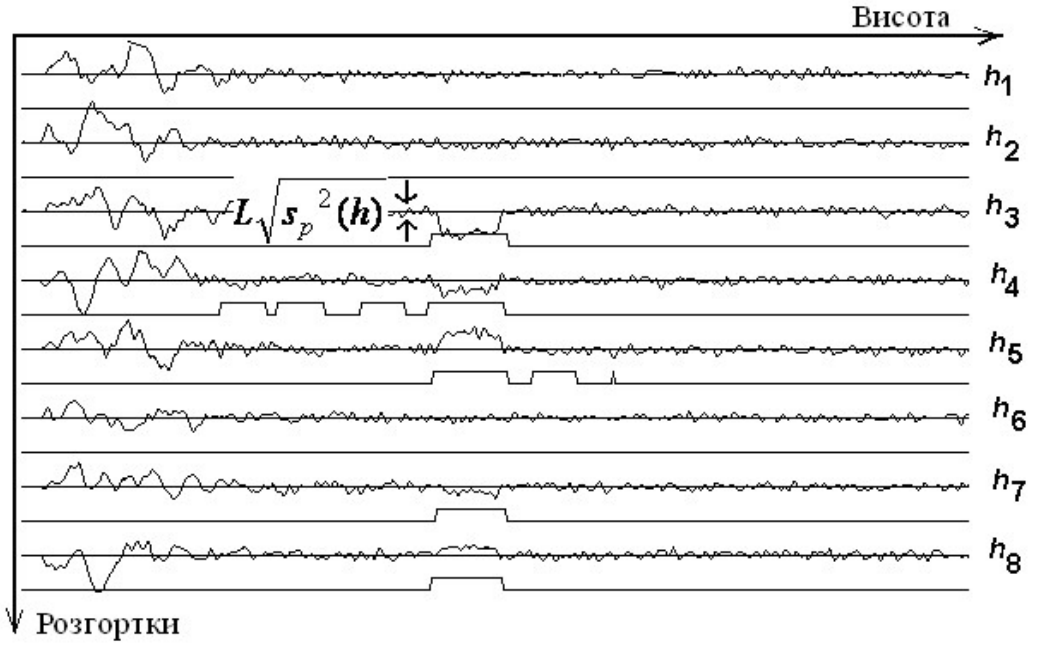
$$s_p^2(h) = \frac{1}{m-1}\sum_{i=1}^{m}\left[\left|x_p(h_i)\right| - \bar{x}_p(h)\right]^2, \tag{4.3}$$

але тільки тоді. коли вони отримані в діапазоні висот вище максимуму іонізації, де зміну характеру сигналу НР з висотою можна ігнорувати. При цьому для операцій порівняння буде потрібен вже наступний індикатор такого вигляду:

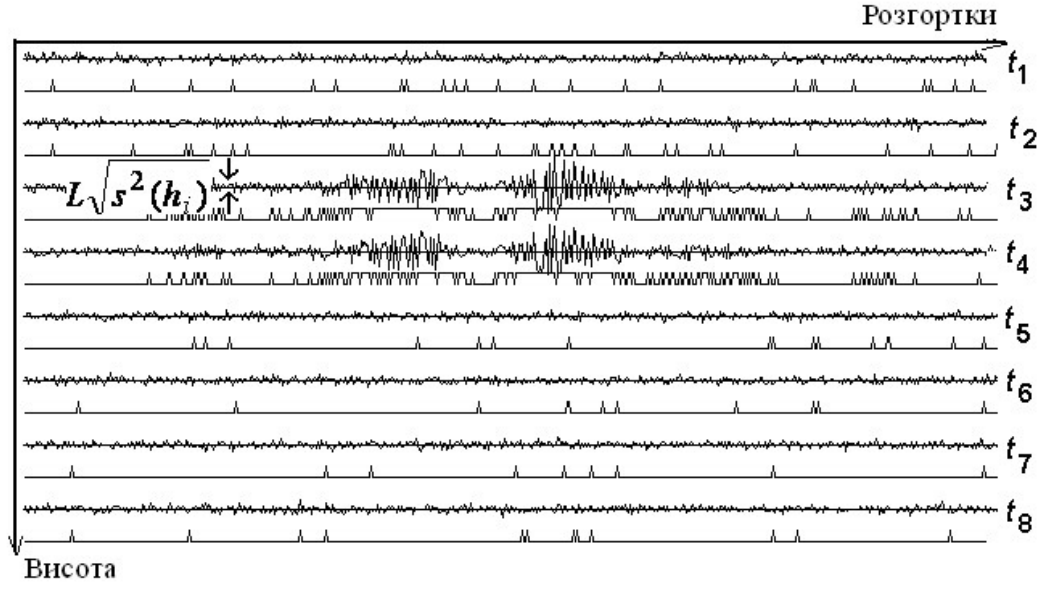
$$v_{ip}(h_i) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \left[\bar{x}_p(h) - \left|x_p(h_i)\right|\right] \le L\sqrt{s_p{}^2(h)}; \\ 0, & \text{якщо } \left[\bar{x}_p(h) - \left|x_p(h_i)\right|\right] > L\sqrt{s_p{}^2(h)}. \end{cases}$$

З його допомогою також можна локалізувати когерентні відбиття (див. оцінки вздовж парних ліній на рис. 4.9,*б*).

Розпізнавання відбиттів від дискретних об’єктів можливе і у випадку аналізу чисел ряду, що являють собою висотний розподіл значень ординат АКФ вигляду $R_{\text{С+Ш}}(\tau, h)$ та розраховуються в кожному окремому каналі (рис. 4.10). У цьому випадку з метою автоматизації процесу оброблення не обійтися без попереднього обчислення еталонних значень $R_{\text{ЕТ}}(\tau, h)$.



а



б

Рисунок 4.9 – Варіанти аналізу форми профілей іоносферної інформації вздовж розгорток (*а*) та поперек їх (*б*)

Необхідний набір еталонів можна одержати в процесі аналізу досліджуваних геометричних кривих, апроксимуючи числовий ряд лініями різних розподілів [7].

При цьому потрібно залучити алгоритми сегментування ділянок (виділення в діапазоні нижче і вище максимуму іонізації, а також у районі максимуму

інтервалів протяжністю $[i + 1; i + J]$, тобто числових відрізків, які містять J елементів).

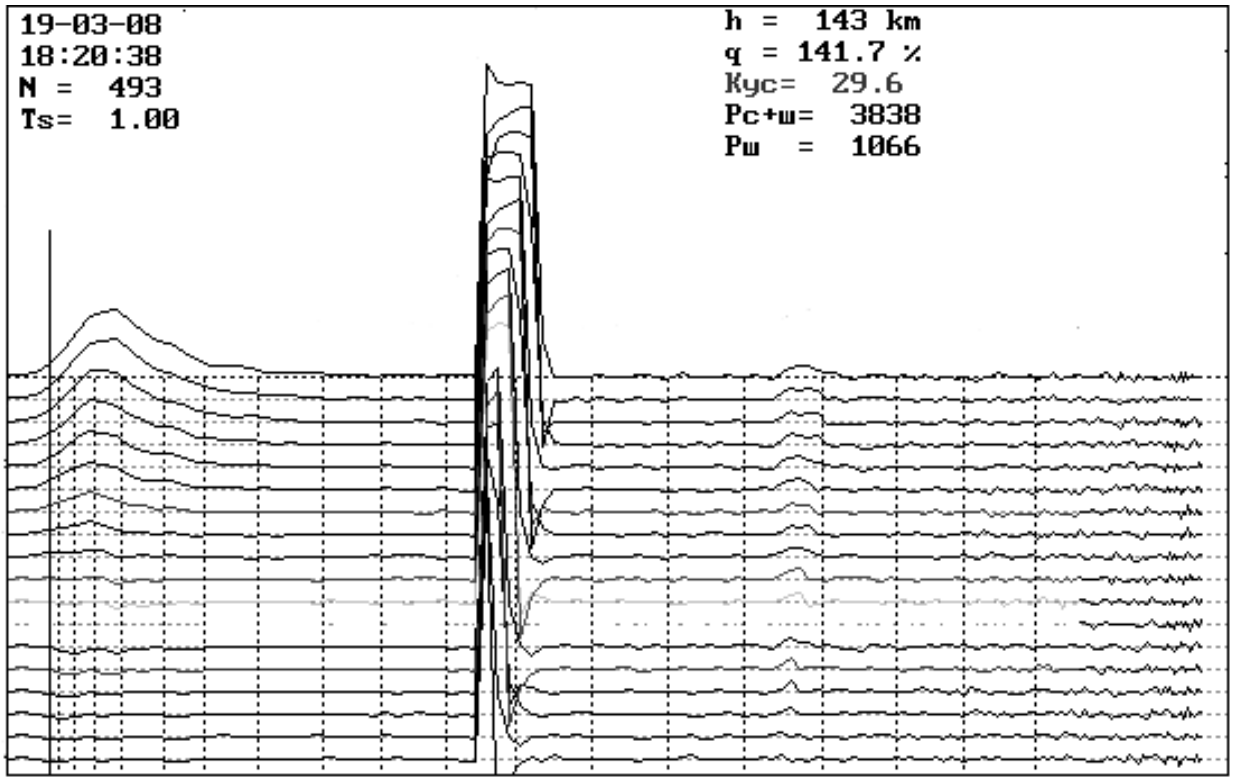


Рисунок 4.10 – Профілі ординат АКФ вздовж висоти одного із сеансів з сигналом відбиття від літального об'єкту

Кожному сегменту при цьому необхідно поставити у відповідність свій вигляд чисельної кривої, що розраховується аналітично. Наприклад, це може бути задана залежність лінійного типу $y = ax$, параболічного типу $y = ax^2 + bx + c$, експоненціального типу $y = a + be^{-cx}$ і ряд інших (див. приклад модифікації значень нульової ординати АКФ – потужності сигналу НР – на рис. 4.11).

Індикатори попадання значень числового ряду в довірчі інтервали для цього випадку обчислюються як

$$v_{ki}(h_i) = \begin{cases} 1, \text{ якщо } \left|R(k\tau_q, h_i) - R_{\text{ЭТ}}(k\tau_q, h_i)\right| \le L\sqrt{s^2(k\tau_q, h_i)}; \\ 0, \text{ якщо } \left|R(k\tau_q, h_i) - R_{\text{ЭТ}}(k\tau_q, h_i)\right| > L\sqrt{s^2(k\tau_q, h_i)}. \end{cases}$$

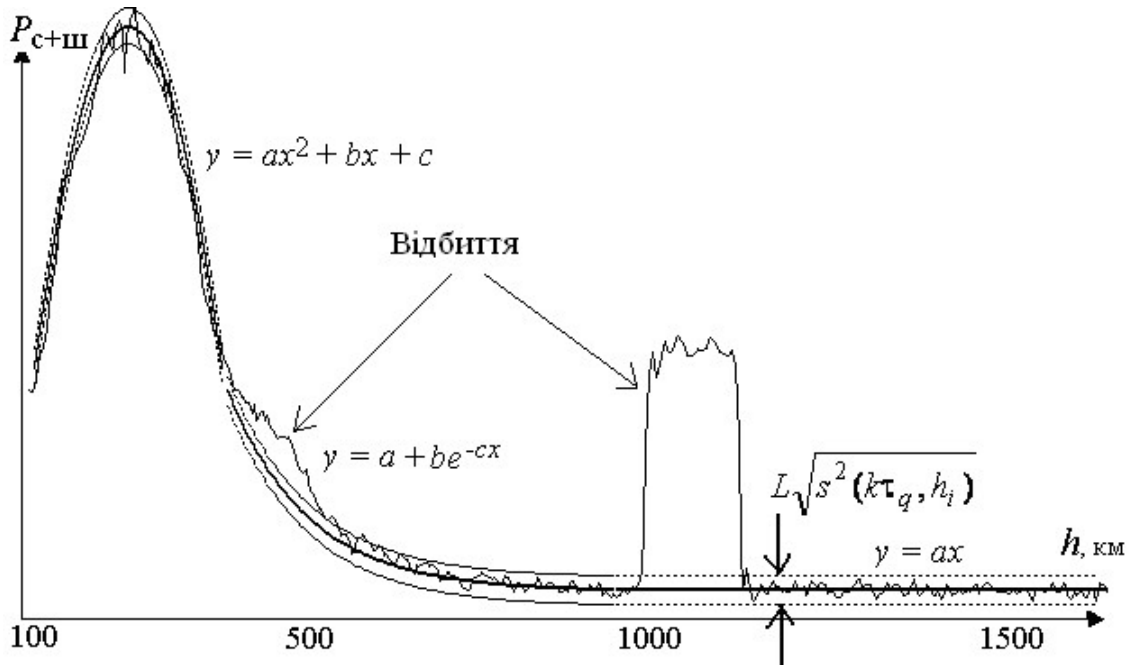


Рисунок 4.11 – Накладання на профіль потужності сигналу НР довірчих інтервалів, сформованих за аналітичними залежностями

Для цього стосовно чисел ряду, що являють собою розподіл *k*-ї ординати АКФ $R(k\tau_q, h_1)$, $R(k\tau_q, h_2)$, …, $R(k\tau_q, h_i)$, …, $R(k\tau_q, h_I)$ уздовж висоти, попередньо розраховуються відхилення відповідно до виразу

$$s^2(k\tau_q, h_i) = \frac{1}{J-1} \sum_{l=i+1}^{i+J} [R(k\tau_q, h_l) - R_{\text{ет}}(k\tau_q, h_l)]^2.$$

І нарешті, розпізнавання аномальних значень основного ряду можливе у випадку аналізу висотного розподілу також і коефіцієнтів кореляції флуктуацій електронної концентрації $r_{Ne}(k\tau_q, h)$ (рис. 4.12). Для цього використовується критерій, який базується на обов'язковому попаданні чисел ряду в межі дисперсії, отриманої з інформації про статистичні викиди і значення своїх довірчих інтервалів.

Вказані інтервали беруться з модельних густин розподілу значень $f_\tau(\eta)$ ординат, при розрахунках яких використовується аналіз властивостей кореляційних функціоналів, розглянутих авторами цього видання в [8–10].

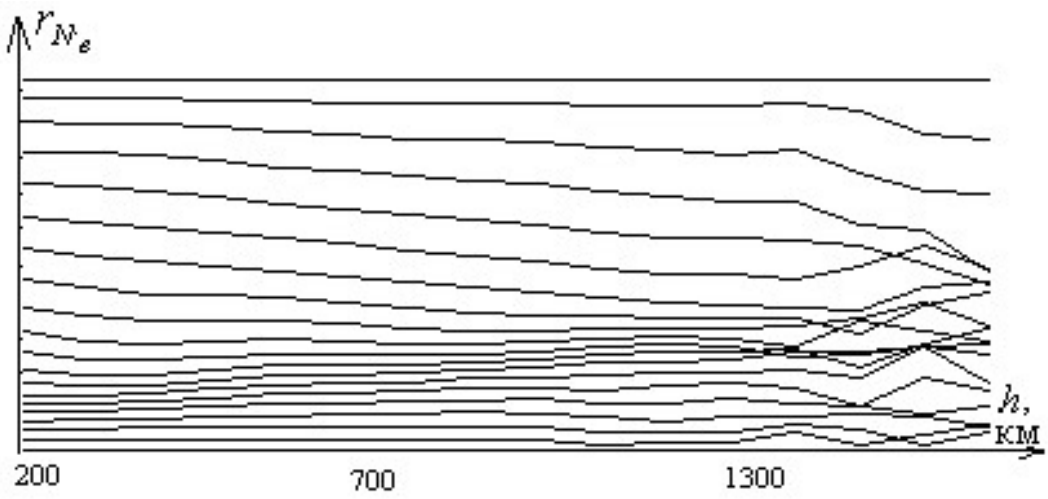


Рисунок 4.12 – Висотний розподіл коефіцієнтів кореляції флуктуацій електронної концентрації, що використовується для аналізу їх довірчих інтервалів

Так, на рис. 4.13 зображені отримані для різних висот сімейства густини розподілу $f_\tau(\eta)$ і довірчих інтервалів $\Delta(\tau)$ інтегрального кореляційного функціоналу $K(\tau)$ у випадку завдання значення ймовірності $p = 0{,}8$. При розгляді властивостей цього функціоналу за допомогою елементів випадкового марківського комплекснозначного процесу $z(t)$, що описується рівнянням другого порядку, моделювалися коливання, які за формою збігаються з формою графічної лінії у вигляді АКФ сигналу НР.

Індикатори для оцінки придатності елементів числового ряду в такому випадку обчислюються як

$$v_{ki}(h_i) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \left| r(k\tau_q, h_i) - r_{\text{ет}}(k\tau_q, h_i) \right| \le L\Delta(k\tau_q); \\ 0, & \text{якщо } \left| r(k\tau_q, h_i) - r_{\text{ет}}(k\tau_q, h_i) \right| > L\Delta(k\tau_q), \end{cases}$$

з використанням попередньо обчислених еталонів $r_{\text{ЕТ}}(k\tau_q,\ h_i)$ і з вибором інтервалу похибок $\Delta(\tau)$, які задаються залежно від рівня довірчої ймовірності $p = [0{,}68 \ldots 0{,}95]$.

Потрібно, однак, відзначити, що при використанні всіх цих алгоритмів необхідно обережно використовувати занижені або завищені значення масштабного множника L довірчого інтервалу, тому що вони можуть призвести або до

слабких обмежень функцій $x(t)$, $P(x)$, $R(\tau)$, $r(\tau)$, тобто до неповного видалення залишків у вигляді завадових складових, або, навпаки, призвести до зміни властивостей числових послідовностей (зокрема, до зміни їх густини розподілу).

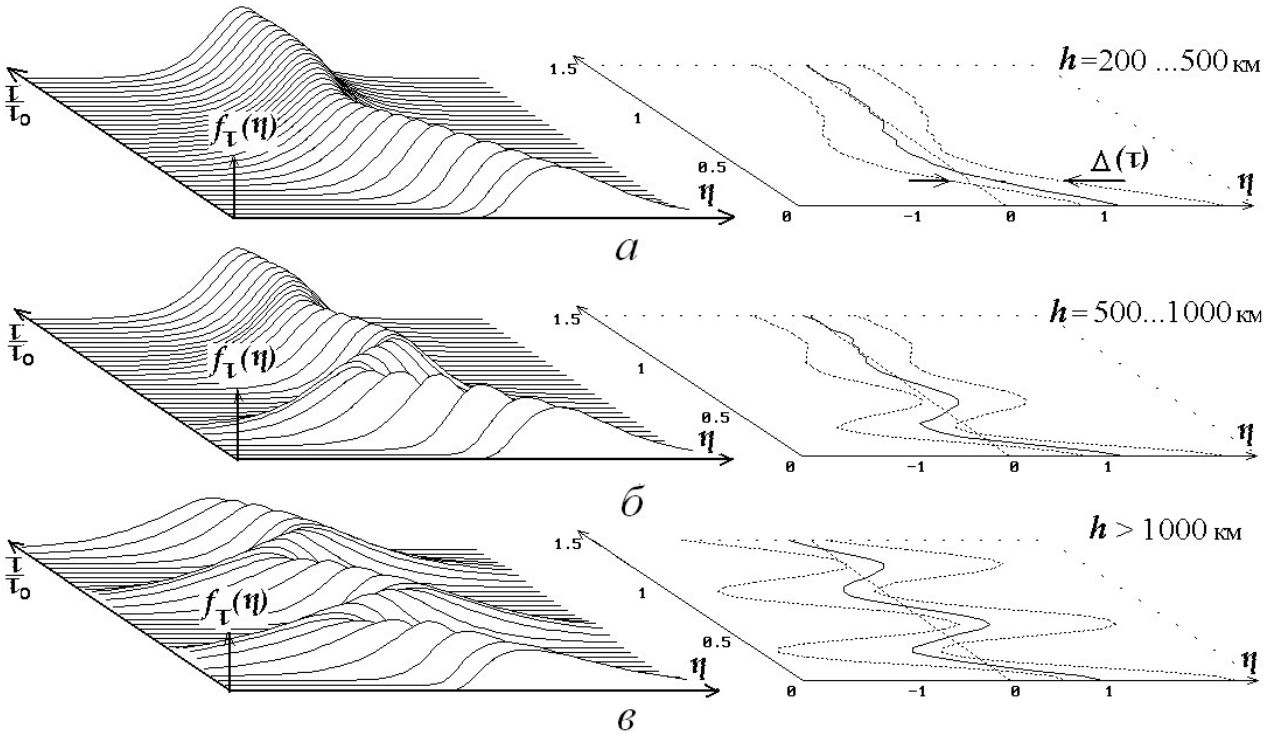


Рисунок 4.13 – Сімейство густин розподілу $f_\tau(\eta)$ і довірчих інтервалів $\Delta(\tau)$ інтегрального кореляційного функціоналу для різних висотних ділянок

Є ще одна особливість обробки.

Поява в зоні діаграми спрямованості антени дискретних об’єктів, які рухаються по кругових орбітах, серйозно ускладнює аналіз сигналу НР, особливо при ідентифікації вузьких спорадичних шарів, розсіяння на елементах яких схоже на відображення від літальних об’єктів. Проводячи розрахунки коефіцієнтів кореляції для характерних діапазонів затримок ординат АКФ, можна ідентифікувати об’єкт, вимірюючи фазовий зсув прийнятого сигналу щодо заповнення імпульсу зондування і визначаючи наявність радіальної швидкості V_r, яка відповідає приросту фазового зсуву за значний інтервал часу, що дорівнює періоду повторення імпульсів зондування.

У [11] описано алгоритм оцінки швидкості дрейфу відповідно до формули

$$V_r = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta \varphi_n^{\circ}}{360^{\circ}} \cdot \frac{\lambda}{nT_{\text{п}}},$$

де λ – довжина робочої хвилі; $T_{\text{п}}$ – період повторення імпульсів зондування. При цьому використовується приріст фази $\Delta\varphi^{\circ}_n$ (у градусах) за інтервал часу, що дорівнює $nT_{\text{п}}$. Він визначається з додаткових умов.

Через те, що інтервал кореляції для сигналу НР значно менший періоду повторення $T_{\text{п}}$, то такий підхід збільшує можливість виявлення та ідентифікації саме дискретних об’єктів під час основного режиму вимірювань. Підвищується достовірність одержання інформації, зокрема, при малих радіолокаційних затримках, коли виникають відбиття у вигляді сигналів від об’єктів, “захоплених” бічними пелюстками діаграми спрямованості антени.

У цілому порядок реалізації процедур статистичного розпізнавання завад та відбиттів у розглянутих числових рядах відображує блок-схема (рис. 4.14), яка складається із сукупності алгоритмічних засобів аналізу й обробки інформації [6, 12]. Метод контролю даних, реалізований нею – це розпізнавання й оцінювання імпульсних відбиттів шляхом багаторазового пред’явлення системі їхніх ознак, а надалі – виділення і виключення локалізованих відліків із загального масиву.

У таку систему вводиться достатня кількість первісної апріорної інформації, що містить відомості про характер різноманітних завад. Відповідно до обраної класифікаційної ознаки всі завади повинні бути попередньо розділені на класи Ω_1, Ω_2, ..., Ω_i, ...(амплітудна завада у вигляді відбиттів від дискретних об’єктів, завада через збій апаратури обробки, частотна завади через нестабільність роботи передавача або приймача і т.д.).

Ця апріорна інформація, що призначена для надійного функціонування процедур розпізнавання стосовно сигналів, які заважають, у цілому повинна бути задана деякою інформаційною сукупністю ознак, а саме:

$$
\begin{gathered}
[\, x_1^{(1)}, x_2^{(1)}, x_j^{(1)}, \ldots, x_n^{(1)}] \;\in \Omega_1; \\
\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
[\, x_1^{(i)}, x_2^{(i)}, x_j^{(i)}, \ldots, x_n^{(i)}] \;\in \Omega_i\,; \\
\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
[\, x_1^{(m)}, x_2^{(m)}, x_j^{(m)}, \ldots, x_n^{(m)}] \in \Omega_m.
\end{gathered}
\tag{4.4}
$$

Звідси випливає, що матеріал за всіма вихідними ознаками, як і при будь-якому багатомірному статистичному аналізі, повинен являти собою векторну вибірку $x_1^{(i)}, x_2^{(i)}, x_j^{(i)}, \ldots, x_n^{(i)}$, що несе в собі інформацію про n ознак для m досліджуваних об'єктів класу $\Omega_1,\ldots, \Omega_i, \ldots, \Omega_m$.

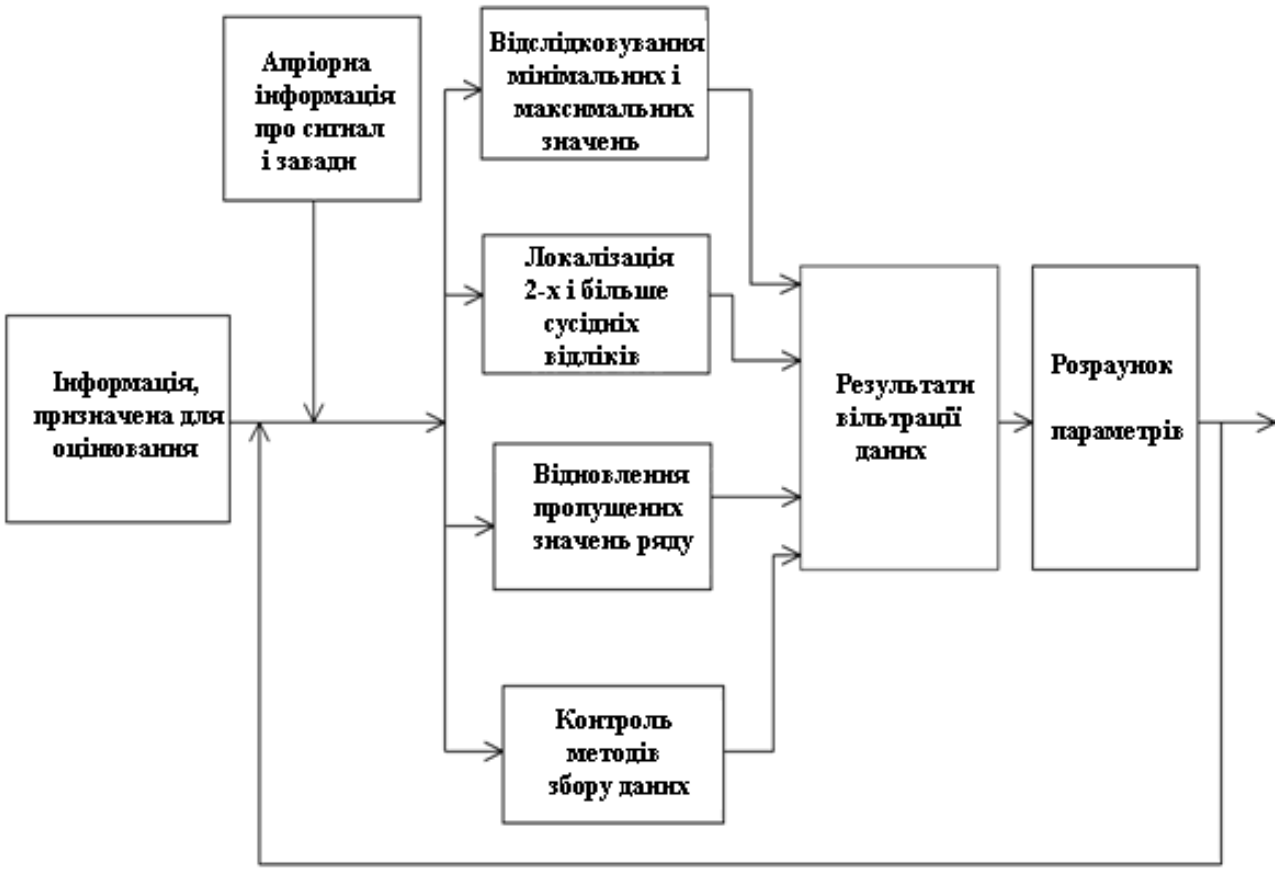


Рисунок 4.14 – Блок-схема процедур статистичної обробки данях, що використовується для аналізу сигналу НР

Таким чином, сучасні статистичні методи аналізу числових послідовностей цілком придатні для їх застосування в процесі розв'язання задач розрахунку іо-

носферних параметрів і можуть забезпечити автоматизацію процесу інформаційного оброблення експериментальних результатів, які одержують на фоні імпульсних і флуктуаційних завад. До відома, майже всі наведені вище алгоритми реалізовані і функціонують у системі оброблення даних радара НР Інституту іоносфери. Вони успішно зарекомендували себе, сприяючи підвищенню точності і достовірності розрахунків іоносферних параметрів.

Контрольні питання

1. Яка причина виникнення сигналів завад на фоні сигналу некогерентного розсіяння?

2. Чим викликана необхідність попереднього статистичного аналізу радіофізичних даних?

3. У чому переваги та недоліки розкладання отримуваних даних на сеанси короткої тривалості?

4. Як у методі НР відрізнити шумоподібні завади від сигналів “космічного сміття”?

5. Яку форму в координатах *висота–ордината АКФ* має сигнал відбиття від космічного об’єкту?

6. Як змінюється зовнішній вигляд автокореляційної функції при накопиченні результатів вимірювань: а) протягом деякого часового інтервалу; б) вздовж висоти?

7. Які види статистичної обробки застосовуються на практиці в методі НР?

8. Аналітичні залежності якого виду найчастіше використовуються для моделювання ділянок профілю потужності сигналу НР з метою аналізу чисел на аномальність?

9. Обґрунтуйте, чому згладжування ординат АКФ сигналу розсіяння краще проводити вздовж координати часу, ніж координати висоти.

10. У чому суть впровадження в структуру системи обробки радара некогерентного розсіяння допоміжного одноканального кореляційного пристрою?

11. Як можна використовувати міжперіодну кореляцію сигналу розсіяння для локалізації відбиттів від літальних об’єктів?

Список літератури до розділу 4

1. Chambers J.M. Linear Regression Computations : Some Numerical Statistical Aspects / J.M. Chambers // Bulletin of the International Stat. Inst. – 1973. – V. 45 – P. 225–267.

2. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том III. Обработка сигналов в радио- и гидролокации и приём случайных гауссовых сигналов на фоне мешающих помех : пер. с англ. / Трис Г. Ван. – М. : Сов. радио, 1977. – 664 с.

3. Дайтнбегов Д.М. Математическое обеспечение статистической обработки данных / Д.М. Дайтнбегов. – М. : МЭСИ, 1978. – 135 с.

4. Экологические проблемы и риски воздействия ракетно-космической техники на окружающую природную среду : справочное пособие / под общ. ред. В.В. Адушкина, С.И. Козлова, А.В. Петрова. – М. : Изд-во “Анкил”, 2000. – 640 с.

5. Пуляев В.А. Вычислительные методы при обработке корреляционных функций сигнала НР / В.А. Пуляев // Вестн. ХГПУ : Физические аспекты современных технологий. – Х. : ХГПУ, 2000. – Вып. 103. – С. 94–96.

6. Пуляев В.А. Информационная обработка сигнала НР на фоне импульсных и флуктуационных помех / В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Радиофизика и ионосфера. – Х. : НТУ “ХПИ”, 2002. – Т. 5, № 9. – С. 57–60.

7. Колмогоров А. Н. Интерполирование и экстраполирование стационарных случайных последовательностей / А.Н. Колмогоров // Изв. АН СССР. Серия “Математическая”. – 1941. – № 5. – 206 с.

8. Мазманишвили А.С. Статистические и расчетные зависимости в задачах адаптивного оценивания параметров ионосферной плазмы / А.С. Мазманишви-

ли, В.А. Пуляев // Вестн. НТУ “ХПИ” : Системный анализ, управление и информационные технологии. – Х. : НТУ “ХПИ”, 2003. – № 18 . – С. 51–56.

9. Мазманишвили А.С. Распределение корреляционного функционала при точечном измерении данных / А.С. Мазманишвили, В.А. Пуляев // Известия вузов : Радиофизика. – Н. Новгород, 2004. – Т.XLVII, № 9. – С. 10–19.

10. Мазманишвили А.С. Обоснование статистических свойств корреляционного функционала сигнала некогерентного рассеяния / А.С. Мазманишвили, В.А. Пуляев // Радиоэлектроника и информатика. Всеукр. науч.-техн. журнал. – 2004. – № 3. – С. 23–27.

11. Деклараційний патент України UA №54301A. Рогожкін Є.В., Пуляєв В.О., Лизогуб В.В. Спосіб визначення малих радіальних швидкостей в когерентних РЛС і пристрій для його здійснення. – 2001. – Бюл. № 7.

12. Пуляев В.А. Определение параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн: монография / В.А. Пуляев, Д.А. Дзюбанов, И.Ф. Домнин. – Х.: НТУ “ХПИ”, 2010. – 240 с.

13. Шаркади М.М. Контрольный канал радара некогерентного рассеяния / М.М. Шаркади, В.А. Пуляев // Вісник НТУ “ХПІ”. Серія: Радіофізика та іоносфера. – Х.: НТУ “ХПІ”, 2013. – № 33 (1066). – С. 54 57.

ВИСНОВКИ

У монографії в рамках існуючої теорії некогерентного розсіяння викладено основні напрямки подальшого розвитку теоретичних положень, моделей і алгоритмів, а також наведено приклад реалізації практичної бази, яка розширює інформаційні можливості метода НР. При цьому в книзі показано шляхи вирішення науково-прикладної проблеми, яка стосується підвищення ефективності визначення статистичних характеристик (автокореляційних функцій і спектрів) сигналу некогерентного розсіяння, які використовуються для розрахунку параметрів іоносфери при дистанційному зондуванні навколоземного космічного простору.

Зокрема, викладені матеріали стосуються принципових питань щодо апаратурного та математичного забезпечень методик розрахунку висотного розподілу як сигнальних функцій, так і параметрів іоносфери у випадку спостереження за її поведінкою в інтервалі висот 100–1500 км. Для цього аналізуються задачі, які виникають при випромінюванні простих та кодованих зондувальних сигналів, при прийманні та обробленні сигналу, некогерентно розсіяного іоносферною плазмою.

З метою одержання достовірних розв’язків дається математичне обґрунтування принципів розрахунку характеристик сигналу з урахуванням особливостей імпульсного зондування, специфіки некогерентного розсіяння радіохвиль та структури апаратурних засобів радіолокаційної установки. Запропонований у монографії математичний інструмент дозволяє досліджувати й уточнювати процедури розрахунку низки характеристик сигналу розсіяння. З цією метою

розглядаються варіанти оброблення цього сигналу, розрахунку його кореляційних функцій і спектрів для довільних відношень сигнал/шум і за умов присутності імпульсних та флуктуаційних завад. Розглянуто методологічні особливості створення процедур, що допомагають впроваджувати ефективні методи розпізнавання та вилучення з вхідного сигналу, який реєструє радар некогерентного розсіяння, шумів та імпульсних завад.

Показано ключові моменти, які стосуються аналізу поведінки кореляційних функцій, висвітлюються особливості процедур перетворення цих функцій у коефіцієнти кореляції флуктуацій електронної концентрації.

З метою випробувань якісних методів цифрової фільтрації сигналу НР даний матеріал спрямовано на висвітлення особливостей використання алгоритмічно-програмної процедури, яка дозволяє контролювати ефективність дії запропонованих методів фільтрації. Показано, як по заданому дослідником амплітудно-частотному і фазо-частотному спектрам синтезується відповідна модель сигналу розсіяння з потрібною автокореляційною функцією. Вказані характеристики як еталонні в наступних кроках слугують для порівняння з аналогічними характеристиками, але отриманими після накладання шумів та імпульсних завад на сигнал розсіяння, а також з характеристиками, отриманими після випробування запропонованих методів цифрової фільтрації.

Відомості, отримані при моделюванні процедур оброблення іоносферної інформації, можуть бути використані в якості базових при виборі в методі НР складу технічних засобів, точності обчислювальних операцій і швидкодії алгоритмів оброблення. Наведені в монографії результати та алгоритмічні підходи можуть знайти застосування у вигляді математичного забезпечення при проведенні багатьох експериментів у процесі радіолокаційного дослідження особливостей навколишнього середовища.

Обґрунтовані підходи до аналізу результатів експериментів надзвичайно важливі при розв’язання практичних задач стосовно підвищення надійності будь-якої технічної інформації. Зокрема – у процесі організації контролю правильності функціонування супутникових систем, контролю стану радіотрас, пе-

ревірки умов роботи різних радіотехнічних і енергетичних систем, контролю антропогенного впливу на іоносферу, при вирішенні екологічних проблем України, тощо.

Матеріали даного видання призначені для використання в навчальному процесі при підготовці бакалаврів, магістрів, аспірантів і молодих вчених у галузі радіофізичних методів дослідження середовищ. Інформація може бути використана для того, щоб в освітньому процесі сприяти поліпшенню навчальних стандартів при підготовці з числа молоді висококваліфікованих фахівців у галузі концепції “космічної погоди”.

Н О Т А Т К И

НОТАТКИ

Н О Т А Т К И

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

Автори:

Пуляєв Валерій Олександрович,
доктор технічних наук, професор,
провідний науковий співробітник Інституту іоносфери

Рогожкін Євген Васильович,
доктор фізико-математичних наук, професор,
професор кафедри радіоелектроніки НТУ "ХПІ"

Ємельянов Леонід Якович,
кандидат фізико-математичних наук, ст.н.с.,
завідувач відділу Інституту іоносфери

Богомаз Олександр Вікторович,
кандидат технічних наук,
завідувач відділу Інституту іоносфери

Кацко Софія Валеріївна,
кандидат фізико-математичних наук,
науковий співробітник Інституту іоносфери

Шульга Марина Олексіївна,
молодший науковий співробітник Інституту іоносфери

РОЗРАХУНОК СТАТИСТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛУ НЕКОГЕРЕНТНОГО РОЗСІЯННЯ

МОНОГРАФІЯ

українською мовою

Редактор: Богомаз О. В.
Комп'ютерна верстка: Ляшенко М. В.

Підп. до друку 21.04.2021 р. Формат 60×84 1/16.
Папір офсетний. Друк – ризографія. Гарнітура Times New Roman.
Умовно-друкованих аркушів 13,72.
Тираж 150 прим. Зам. № 2021. Ціна договірна

Видавець ТОВ "ПЛАНЕТА-ПРІНТ"
вул. Багалія, 16, м. Харків, 61002
свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 4568 від 17.06.2013.

Виготовлювач ФЛ-П Черняк Л.О.
61002, м. Харків, вул. Багалія, 16
Свідоцтво № 24800000000079553, від 16.05.2007 р.