

УДК 621.391;621.396.967;621.396.962
УКПП
№ держреєстрації 0117U002526
Инв. №

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
Харківський національний університет радіоелектроніки
61166, м. Харків, пр. Науки,14; тел./факс. (057)702-13-97

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової роботи
Харківського національного
університету радіоелектроніки
кандидат фіз-мат. наук

_____ М.В. Неофітний

ЗВІТ
ПРО НАУКОВО-ДОСЛІДНУ РОБОТУ

РОЗРОБЛЕННЯ СИСТЕМ ПЕРВИННОЇ ОБРОБКИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ І
АКУСТИЧНИХ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ДІЇ ЗАВАД ДЛЯ РЛС І СОДАРІВ
ВИЯВЛЕННЯ БЕЗПЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ

д/б № 318
(остаточний)

Науковий керівник НДР
д-р техн. наук, професор

Д.І. Леховицький

2018

Рукопис закінчено 22 грудня 2018 р.

Результати роботи розглянуто науково-технічною радою ХНУРЕ,
протокол від _____ грудня 2018 р. № _____

СПИСОК АВТОРІВ

Керівник НДР	Д.І. Леховицький
Головний науковий співробітник доктор технічних наук професор	(розділи 1, 2)
Відповідальний виконавець	В.П. Рябуха
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук доцент	(вступ, розділи 1, 2, висновки)
Завідувач кафедри МІРЕС доктор технічних наук професор	В.М. Карташов (вступ, розділи 3–5, висновки)
Виконавці:	
Головний науковий співробітник доктор технічних наук професор	Я.С. Шифрін (п. 1.1, 1.5, 1.6)
Провідний науковий співробітник кандидат технічних наук старший науковий співробітник	В.І. Зарицький (розділи 1, 2)
Старший науковий співробітник кандидат технічних наук	Н.Г. Максимова (п. 1.1, 1.5, 1.6)
Старший науковий співробітник кандидат технічних наук	Г.О. Жуга (п. 1.7, пп. 2.1–2.3)
Молодший науковий співробітник	А.В. Семеняка (розділи 1, 2)
Молодший науковий співробітник	Є.А. Катюшин (розділи 1, 2)
Провідний інженер	В.В. Зарицька (п. 2.1, 2.2)
Старший науковий співробітник кандидат технічних наук старший науковий співробітник	С.І. Бабкін (розділ 3)
Професор кафедри МІРЕС кандидат технічних наук доцент	В.М. Олейніков (п. 3.2, п. 4.1.1, п. 4.2.2, п. 4.3.1, п.

Професор кафедри МІРЕС кандидат технічних наук доцент	4.4, п. 4.5, п. 5.3) І.В. Коритцев (п. 3.2, п. 4.2.4)
Доцент кафедри МІРЕС кандидат технічних наук доцент	О.В. Зубков (п. 4.1.2, п. 4.2.1, п. 4.3)
Доцент кафедри МІРЕС кандидат технічних наук доцент	С.О. Шейко (п. 4.1.2, п. 4.2.1, п. 4.3)
Професор кафедри МІРЕС кандидат технічних наук професор	Г.І. Сідоров (п. 3.1)
Асистент кафедри МІРЕС	Є.Г. Толстих (п. 3.1)
Старший науковий співробітник каф. БМІ кандидат технічних наук старший науковий співробітник	В.І. Леонідов (п. 3.1)
Професор кафедри МІРЕС доктор фізико-математичних наук професор	В.А.Тихонов (п. 4.2.3)
Старший викладач кафедри МІРЕС кандидат технічних наук	М.М. Колендовська (п. 5.1)
Докторант кафедри МІРЕС кандидат технічних наук	О.І. Харченко (п. 5.1)
Інженер кафедри МІРЕС	М.А. Анохін (п. 4.2.4)
Старший лаборант, ст. гр. АРТм -17-2	І.С. Селезньов (п. 5.1, 5.3)
Ст. гр. АРТм -17-2	М.О. Левський (п. 5.1, 5.3)
Ст. гр. АРТм -17-2	Р.В. Калиновський (п. 5.3)
Ст. гр. АРТм -17-2	В.О. Нікулкін (п. 5.3)
Ст. гр. АРТм -17-1	А.С. Полонська (п. 3.1)

РЕФЕРАТ

Звіт НДР: 311 с., 11 табл., 187 рис., 3 дод., 131 джерело.

БПЛА, ЗАВАДА, АДАПТИВНИЙ РЕШТЧАСТИЙ ФІЛЬТР, КОМБІНОВАНІ АДАПТИВНО – НЕАДАПТИВНІ СИСТЕМИ, СОДАР, АКУСТИЧНЕ ВИПРОМІНЮВАННЯ, НАТУРНИЙ ЕКСПЕРИМЕНТ.

Об'єкт дослідження: система первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів.

Мета дослідження: розроблення технічних рішень для створення системи первинної обробки радіолокаційних сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних безпілотних літальних апаратів в умовах дії завад для РЛС виявлення БПЛА, та системи первинної обробки акустичних сигналів для содарів виявлення БПЛА.

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

У ході виконання НДР розроблено технічні рішення для створення системи первинної обробки сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних БПЛА, на тлі маскувальних пасивних завад, розв'язання на етапі первинної обробки задачі нетраєкторної селекції сигналів БПЛА в умовах цілеподібних дискретних відбиттів, методи обробки радіолокаційних і акустичних сигналів на фоні шумових випромінювань, захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від активних шумових завад з одночасною пеленгацією постановників шумових випромінювань. Розроблені дослідницькі програми і проведені оцінки ефективності розроблених технічних рішень.

Результати досліджень дозволять створити відповідні дослідні зразки первинної обробки сигналів в умовах завад для РЛС і содарів виявлення БПЛА на вітчизняних підприємствах.

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних познач, символів, одиниць і термінів.....	10
Вступ.....	14
1 Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних сигналів, відбитих від БПЛА, на тлі маскувальних і імітувальних пасивних завад.....	21
1.1 Оптимальна МПО пачкових когерентних сигналів на тлі гауссових пасивних завад.....	22
1.2 Квазіоптимальні системи МПО когерентних пачок сигналів на тлі ПП... 29	29
1.2.1 Базова структура.....	29
1.2.2 Квазіоптимальна МПО на основі фільтрів із трикутними стрічковими МІХ.....	30
1.2.3 Квазіоптимальна МПО без повторного відбілення.....	31
1.2.4 Квазіузгоджена система МПО.....	31
1.3 Граничні можливості квазіузгоджених систем МПО.....	32
1.3.1 Базова структура.....	32
1.3.2 Квазіоптимальні МПО на основі квазіобертаючих фільтрів.....	37
1.3.3 Квазіоптимальні МПО на основі, відбілюючих і квазівідбілюючих фільтрів.....	39
1.3.4 Квазіузгоджена система МПО.....	42
1.4 Решітчасті структури відбілюючих (квазівідбілюючих) та обертаючих (квазіобертаючих) фільтрів.....	50
1.5 Адаптивні системи МПО на основі адаптивних решітчастих фільтрів для виявлення БПЛА.....	56
1.5.1 Узагальнена структура адаптивної системи МПО сигналів на основі АРФ для виявлення БПЛА.....	56
1.5.2 Рекурентний комбінований алгоритм $k = 4$ рангового оновлення параметрів паралельного АРФ.....	59
1.5.3 РКА оновлення параметрів послідовного АРФ.....	68
1.6 Експериментальне дослідження послідовного АРФ при виявленні БПЛА.....	70
1.7 Комбіновані системи МПО для виявлення БПЛА.....	75
1.7.1 Уведення.....	75
1.7.2 Узагальнена схема комбінованих систем МПО.....	79

1.7.3	Методика розв'язання й основні розрахункові співвідношення.....	81
1.7.4	Моделі корисних сигналів і пасивних перешкод.....	87
1.7.5	Структури, параметри й особливості фільтрів КАНС МПО.....	91
1.7.6	Результати розрахунків граничної ефективності КАНС МПО.....	102
1.7.7	Результати обробки цифрових записів реальних ПП в КАНС МПО.....	114
1.8	Практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації комбінованої адаптивно – неадаптивної системи компенсації маскувальних і імітувальних ПП.....	129
	Висновки за розділом 1.....	130
2	Розроблення технічних рішень для створення системи захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад з одночасною пеленгацією постановників шумових випромінювань, що маскують БПЛА, та пеленгації БПЛА як джерел шумових завад.....	136
2.1	Обґрунтування кількості, структури й місцярозташування системи компенсаційних каналів для захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад.....	137
2.2	Адаптивна система захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад на основі АРФ.....	144
2.2.1	Квазіньютонівський алгоритм адаптації на основі оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці загального виду.....	146
2.2.2	Діагональна регуляризація МП оцінки КМ шумових перешкод у квазіньютонівському алгоритмі адаптації.....	150
2.2.3	Використання АРФ для адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад.....	153
2.3	Пеленгація БПЛА як джерел шумових завад на основі АРФ.....	156
2.4	Комбінована система захисту від активних завад та пеленгації їх джерел на основі АРФ.....	166
2.5	Розроблення практичних рекомендацій щодо побудови системи адаптивної просторової обробки для захисту від шумових завад РЛС виявлення БПЛА з ФАР і пеленгації постановників шумових випромінювань на основі АРФ.....	169
	Висновки за розділом 2.....	171

3 Вихідні дані для розроблення системи первинної обробки акустичного випромінювання содарів виявлення безпілотних літальних апаратів в умовах дії завад.....	174
3.1 Передумови щодо створення системи первинної обробки акустичного випромінювання БПЛА.....	174
3.1.1 Вплив ефекту рефракції на траєкторію розповсюдження акустичних хвиль у нижньому шарі атмосфери.....	175
3.1.2. Методика побудови траси поширення акустичного променя в реальній атмосфері.....	177
3.1.3 Відновлення профілів температури та зсувів вітру.....	183
3.1.4 Методи виявлення інверсій температури й зсуву вітру в нижньому шарі атмосфери.....	185
3.1.5 Використання акустичних систем для виявлення інверсій температури та зсуву вітру в нижньому шарі атмосфери.....	187
3.2 Експериментальні дослідження акустичних коливань малих БПЛА.....	193
3.2.1 Дослідження звукових коливань фізичної моделі БПЛА.....	193
3.2.2 Дослідження звукових коливань малих БПЛА.....	196
Висновки за розділом 3.....	202
4 Технічні рішення для створення системи первинної обробки ширококутних акустичних сигналів БПЛА в умовах дії акустичних шумових завад для акустичної локаційної станції виявлення БПЛА.....	203
4.1 Особливості акустичного випромінювання БПЛА і супутніх сигналів та їх спектральний аналіз.....	203
4.1.1 Особливості акустичного випромінювання БПЛА та супутніх сигналів.....	203
4.1.2 Спектральні характеристики звукового образу БПЛА.....	207
4.2 Описи алгоритмів, структур, функціональних схем системи первинної обробки.....	210
4.2.1 Алгоритм виявлення БПЛА методом спектральних ознак АКФ.....	210
4.2.2 Виявлення та розпізнавання БПЛА методом мел-кепстральних коефіцієнтів.....	212

4.2.3 Модель авторегресії звукових сигналів від БПЛА у представленні складових векторних випадкових сигналів.....	215
4.2.4 Виявлення та розпізнавання БПЛА методом стиснених спектральних ознак звукового образу БПЛА.....	222
4.3 Практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик системи та вибір цифрової елементної бази для її технічної реалізації.....	224
4.4 Дані експериментальних досліджень систем первинної та вторинної обробки.....	227
4.5 Описи алгоритмів та програмного забезпечення задач побудови спектральних ознак розпізнавання БПЛА.....	231
Висновки за розділом 4.....	231
5 Технічні рішення для створення системи пеленгації БПЛА як джерела локалізованого широкосмугового акустичного сигналу на тлі розподілених в просторі акустичних завад.....	232
5.1 Описи алгоритмів, структур, функціональних схем системи пеленгації БПЛА.....	232
5.1.1 Класичні методи пеленгації.....	232
5.1.2 Надрозрізнявальні методи пеленгації.....	237
5.2 Практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик системи, цифрової елементної бази для технічної реалізації системи пеленгації БПЛА.....	245
5.3 Результати експериментальних досліджень системи пеленгації.....	248
5.3.1 Засоби виміру.....	249
5.3.2 Дослідження ефективності алгоритмів визначення напряму приходу акустичних випромінювань за результатами вимірів в приміщенні.....	251
5.3.3 Дослідження ефективності алгоритмів визначення напряму приходу акустичних випромінювань за результатами вимірів у відкритому просторі з використанням тонального гармонійного сигналу і макету джерела ВШСЧ БПЛА.....	255
5.3.4 Дослідження ефективності алгоритмів визначення напряму приходу акустичних випромінювань БПЛА в реальних умовах.....	261
Висновки за розділом 5.....	267
Висновки.....	270

Перелік джерел посилання.....	285
Додаток А. Блок – схеми алгоритмів виявлення та розпізнавання БПЛА.....	301
Додаток Б. Структурні схеми автоматичного виявлення, розпізнавання та пеленгації БПЛА.....	304
Додаток В. Копії актів реалізації результатів досліджень.....	308

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАК, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ
І ТЕРМІНІВ

ААР	–	адаптивна акустична решітка
АВ	–	акустичне випромінення
АЕАР	–	адаптивна еквідистантна акустична решітка
АК	–	автокомпенсатор
АКФ	–	автокореляційна функція
АМР	–	адаптивна мікрофонна решітка
АР	–	антенна решітка; авторегресійна
АРФ	–	адаптивний решітчастий фільтр
БПЛА	–	безпілотний літальний апарат
ВПШ	–	відношення перешкода/шум
ВСПШ	–	відношення сигнал/(перешкода + шум)
ДАВ	–	джерело акустичного випромінювання
ДС	–	діаграма спрямованості
ДСА	–	діаграма спрямованості антени
ДШВ	–	джерела шумових випромінювань
ДШП	–	джерела шумових перешкод
ЗПС	–	злітно-посадкова смуга
ЕПР	–	ефективна поверхня розсіювання
ЕРФ	–	елементарний решітчастий фільтр
ЕЧХ	–	енергетична частотна характеристика
ЕШХ	–	енергетична швидкісна характеристика
ІКО	–	індикатор кругового огляду
ІПВ	–	імовірність правильного виявлення
ІХ	–	імпульсна характеристика
ІХТ	–	імовірність хибної тривоги

КАНС	–	комбінована адаптивно – неадаптивна система
КІХ	–	кінцева імпульсна характеристика
КМ	–	кореляційна матриця
КО	–	квазіоптимальний
КП	–	кореляційна послідовність; комбінована пеленгація
ЛЕАР	–	лінійна еквідистантна антенна решітка
ЛЕМР	–	лінійна еквідистантна мікрофонна решітка
МАК	–	модифікований алгоритм Кейпона
МБ	–	метод Бартлетта
МВКФ	–	метод взаємної кореляційної функції
МЕБ	–	максимальна ентропія Берга
МК	–	метод Кейпона
МІХ	–	матрична імпульсна характеристика
МП оцінка	–	оцінка максимальної правдоподібності
МПО	–	міжперіодна обробка
МР	–	мікрофонна решітка
МРЛ	–	метеорологічний радіолокатор
НВС	–	невласне структурні
НІХ	–	нескінченна імпульсна характеристика
ПЗ	–	пасивна завада
ПКМ	–	просторова кореляційна матриця
ПП	–	пасивна перешкода
ППС	–	передпорогова статистика
ПШП	–	постановник шумових перешкод
Р.З.	–	роздільна здатність
РЕБ	–	радіоелектронна боротьба
РПП	–	радіоприймальний пристрій

РФ	–	решітчастий фільтр
СА	–	спектральний аналіз
СВВП	–	складовий векторний випадковий процес
СКП	–	середньоквадратична похибка
СРЦ	–	селекція рухомих цілей
СФ	–	спектральна функція
СЦП	–	спектральна щільність потужності
ТС	–	тестовий сигнал
ФАР	–	фазована антенна решітка
ФО	–	фазообертач
ЧПВ	–	черезперіодне віднімання
ЧХ	–	частотна характеристика
ШВ	–	шумові випромінювання
ШЗ	–	шумова завада
ШП	–	шумова перешкода
ШтФ	–	штатний фільтр
ШХ	–	швидкісна характеристика
AV (eigenvector)	–	метод „власних“ векторів
ESPRIT	–	метод повороту підпростору
MUSIC	–	метод класифікації множинних сигналів
ROOT-MUSIC	–	різновид методу MUSIC
u	–	"сигнальний" вектор-стовпець
y	–	вектор-стовпець комплексних амплітуд завади
Y	–	вхідна (навчаюча) вибірка завад
R , Φ	–	кореляційна матриця
Ψ	–	матриця, яка обернена до кореляційної матриці Φ
H	–	нижня трикутна МІХ АРФ

$\mathbf{H}_b(zz)$	–	нижня трикутна стрічкова МІХ АРФ
$S(\alpha)$	–	спектральна функція
$\mathbf{x}(\alpha)$	–	вектор очікуваного сигналу
\mathbf{r}	–	ваговий вектор
\mathbf{k}	–	ваговий вектор компенсаційних каналів
K	–	об'єм навчаючої вибірки
C_n	–	комплексні амплітуди синусоїдальних складових
Ω	–	кутова швидкість обертання
c_s	–	швидкість звуку
V_0	–	швидкість вітру
u	–	швидкість тертя
γ_{th}	–	вертикальний градієнт температури
z_0	–	висота шорсткості поверхні
$c[i]$	–	корені характеристичного рівняння
\bar{a}_i	–	вектори довжиною n відліків білого шуму

ВСТУП

По оцінках багатьох експертів у 2020 р. до третини світового авіапарку військової авіації в передових країнах стане безпілотним. Специфічні якості комплексів із БПЛА визначають їх роль як високомобільного й бойготового компонента Військово-повітряних Сил, здатного в короткий термін не тільки збирати достовірну розвідувальну інформацію про супротивника на великій території і у великій глибині, але й вести цілевказівки для високоточної зброї ВПС, ВМС і сухопутних військ, наносити удари по найбільш важливих об'єктах супротивника, діяти гнучко в умовах інтенсивної протидії ППО відповідно до мінливої обстановки. Ці якості обумовлюють зростання ролі комплексів із БПЛА, які можуть застосовуватися в ході ведення бойових дій у тактичній і оперативній ланках і в майбутньому стати здатними істотно вплинути на форми й методи повітряної війни. Сучасні БПЛА можуть взаємодіяти між собою (наприклад, розвідувальний літак може передавати дані для ударного БПЛА), з літаками й вертольотами, а також з наземними військами. Центр обробки даних, одержавши розвідувальну інформацію, може вирішити, яким саме засобом зручніше й ефективніше всього знищити ту або іншу ціль.

Основним елементом протидії таким БПЛА в зоні ООС сьогодні є стрілецьке озброєння, оскільки вони виявляються практично тільки візуально. При цьому дальність візуального виявлення малих БПЛА при спостереженні назустріч складає 200–400 метрів, а при спостереженні збоку – 500–700 метрів. Така дальність виявлення дозволяє використовувати тільки стрілецьку зброю – станкові й ручні кулемети та автомати. Але без твердих навичок стрілянини по повітряним цілям і гарному окоміру, це буде, у більшості випадків, марною витратою боєприпасів. Крім того, супротивник може використовувати БПЛА на висотах, недоступних для ураження стрілецькою зброєю. Фактично це означає, що супротивник, який використовує малі БПЛА для розвідки й ураження вогневих точок, командних центрів, вертольотів на польових аеродромах, складів з боєприпасами, здійснювати точкову ліквідацію військового командування та особового складу, буде робити це практично безкарно.

Тому необхідно збільшувати дальність виявлення БПЛА супротивника для ураження їх різноманітними засобами ППО та іншими сучасними високоточними засобами. Для цього доцільно використовувати радіолокаційне спостереження і у зв'язку з цим необхідно розробити систему первинної обробки сигналів, відбитих від БПЛА, в умовах дії завад для РЛС виявлення БПЛА.

Така РЛС може бути також використана для виявлення БПЛА (дронів) в районах аеропортів, що дозволить запобігти зіткнення з ними літаків цивільної авіації при зльоті й посадці, й тим самим підвищити безпеку польотів авіації.

Такі особливості БПЛА, як малорозмірність і мала швидкість потребують модернізації систем селекція рухомих цілей заснована на відмінностях швидкостей цілі та джерел пасивних маскувальних завад, а малорозмірність обумовлює низьку потужність відбитого корисного сигналу на вході приймача РЛС. Крім того, суттєво важливою й нетривіальною задачею на етапі первинної обробки є селекція корисних цілей на фоні хибних цілей, які створюються великою кількістю джерел дискретних завад, так що вторинна обробка може не дати потрібного результату.

Розробленні системи перинної обробки сигналів на фоні як пасивних, так й активних завад використовують єдину уніфіковану структурно-алгоритмічну основу багатоступінчатих адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ) з імпульсними характеристиками, що залежать від параметрів зовнішніх дій. Вони побудовані з набору двохходових вагових суматорів з перехресними зв'язками і формують необхідні функції матриць, обернених до кореляційних матриць пасивних і шумових завад, заданих у факторизованій формі.

При цьому враховані такі обставини. По-перше, мала ефективна поверхня розсіяння БПЛА обумовлює необхідність підвищувати потужність зондувального сигналу для забезпечення потрібної потужності приймального сигналу на вході приймача РЛС. Однак це, у свою чергу, підвищує потужність пасивних завад. По-друге, мала швидкість БПЛА обумовлює створення достатньо вузьких провалів в амплітудно-швидкісних характеристиках в зонах дії пасивних завад.

Розроблені авторами в процесі виконання НДР спеціальні структури АРФ, високоефективні алгоритми оцінювання параметрів вхідних дій, які враховують специфіку структури реально невідомої кореляційної матриці завад, забезпечать близькі до потенційно можливих показники якості. Це дозволить, зокрема, створювати достатньо вузькі провали в частотних характеристиках (ЧХ) в зонах маскувальних пасивних завад і максимуми в зонах дії корисних сигналів, відбитих від малошвидкісних БПЛА, тобто розділити корисний сигнал і завади та компенсувати останні.

Для розв'язання задачі нетраєкторної селекції сигналів БПЛА в умовах цілеподібних дискретних відбиттів пропонується використати додатково неадаптивний решітчастий фільтр з розробленою авторами в процесі виконання проекту спеціальною структурою й з вузьким провалом в ЧХ в зоні дії хибних цілей, що дозволить розділити корисні й хибні цілі.

Розроблена нова комбінована систему виявлення БПЛА – пеленгації джерел шумових завад на основі АРФ, у якій спільні (однакові) операції відповідних алгоритмів будуть виконуватися тільки один раз, що дозволить суттєво зменшити об'єм обчислювальних витрат.

Основні задачі НДР:

- ✚ розроблення системи первинної обробки сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних БПЛА, на фоні маскувальних пасивних завад – відбиттів від поверхні, що підстилає (Землі, місцевих предметів), рухомих гідрометеорів (хмар, дощів, градів, туманів) і дипольних відбивачів;

- ✚ розв'язання на етапі первинної обробки задачі нетраєкторної селекції сигналів БПЛА на фоні дискретних відбиттів малої тривалості, порівнянної з інтервалом розділення РЛС за дальністю, що створюють ефект хибних цілей;

- ✚ розроблення системи захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від активних шумових завад з одночасною пеленгацією постановників шумових випромінювань, що прикривають БПЛА;

- ✚ розроблення системи пеленгації БПЛА, як джерела шумових завад з метою радіоелектронної боротьби;

✚ розроблення системи первинної обробки широкосмугових акустичних сигналів, що випромінюються БПЛА в умовах дії акустичних шумових завад для акустичної локаційної станції виявлення БПЛА;

✚ розроблення системи пеленгації БПЛА як джерела локалізованого широкосмугового акустичного сигналу на фоні розподілених в просторі акустичних завад;

✚ розроблення метода побудови інформаційних ознак цілей та вирішального правила для їх розпізнавання.

Заключний звіт складається із п'яти розділів.

В *першому* розділі «Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних сигналів, відбитих від БПЛА, на тлі маскувальних і імітувальних пасивних завад» розробляються технічні рішення для створення системи первинної обробки сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних БПЛА, на тлі маскувальних пасивних завад (перешкод), та технічних рішень для розв'язання на етапі первинної обробки задачі нетраєкторної селекції сигналів БПЛА в умовах цілеподібних дискретних відбиттів. Аналізуються оптимальні і різноманітні квазіоптимальні системи міжперіодної обробки (МПО) когерентних пачок сигналів на тлі пасивних перешкод (ПП); для виявлення БПЛА в умовах дії протяжних за дальністю маскувальних ПП розробляються адаптивні системи МПО на основі адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ) і рекурентний комбінований алгоритм $k=4$ рангового оновлення параметрів паралельного і послідовного АРФ, приводяться результати експериментального дослідження послідовного АРФ при виявленні БПЛА за цифровими записами реальних маскувальних пасивних перешкод; для виявлення БПЛА в умовах дії маскувальних і імітувальних дискретних ПП розробляються комбіновані адаптивно – неадаптивні системи (КАНС) МПО; приводяться результати експериментального дослідження КАНС МПО при виявленні БПЛА за цифровими записами реальних маскувальних і імітувальних дискретних ПП.

В *другому* розділі «Розроблення технічних рішень для створення системи захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад з одночасною

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

В *третьому* розділі "Вихідні дані для розроблення системи первинної обробки звукового випромінювання содарів виявлення безпілотних літальних апаратів в умовах дії завад" розглядаються передумови щодо створення системи первинної обробки звукового випромінювання БПЛА. Досліджується вплив ефекту рефракції на траєкторію розповсюдження акустичних хвиль у нижньому шарі атмосфери; розглядаються і аналізуються методики побудови траси поширення акустичного променя в реальній атмосфері і відновлення профілів температури та зсувів вітру; досліджуються методи виявлення інверсій температури й зсуву вітру в нижньому шарі атмосфери та використання

акустичних систем для виявлення інверсій температури та зсуву вітру в нижньому шарі атмосфери; оцінюються кутові та дистанційні похибки, обумовлені рефракцією звукових хвиль у різних станах атмосфери; аналізуються результати експериментальних досліджень звукових коливань малих БПЛА - квадрокоптера DJI Phantom 2 та моноплана Skywalker Falcon 1340 mm EPO Fluing Wing.

В *четвертому* розділі «Технічні рішення для створення системи первинної обробки широкосмугових акустичних сигналів БПЛА в умовах дії акустичних шумових завад для акустичної локаційної станції виявлення БПЛА» проводиться огляд сучасних методів і алгоритмів досліджень характеристик сигналів акустичного випромінювання повітряного гвинта БПЛА; розглядаються особливості акустичного випромінювання БПЛА і супутніх сигналів та їх спектрального аналізу, проводиться спектральний аналіз акустичного випромінювання БПЛА - двох моделей квадрокоптерів: DJI Phantom 3 Standard та Syma X5SW; подаються описи алгоритмів, структур, функціональних схем системи первинної обробки: алгоритм виявлення БПЛА, алгоритми розпізнавання БПЛА, побудова спектральних ознак звукового образу БПЛА, виділення інформаційних ознак методом мел-кепстральних коефіцієнтів, а також модель авторегресії звукових сигналів від БПЛА у представленні складових векторних випадкових сигналів. Надалі подані практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик системи та вибір цифрової елементної бази для її технічної реалізації; аналізуються дані експериментальних досліджень системи первинної обробки для різних умов (міського та заміського) шумових завад з розрахунками вірогідності правильного виявлення та розпізнавання.

В *п'ятому* розділі «Технічні рішення для створення системи пеленгації БПЛА як джерела локалізованого широкосмугового акустичного сигналу на тлі розподілених в просторі акустичних завад» проводиться огляд сучасних алгоритмів пеленгації безпілотних літальних апаратів за їхнім акустичним випромінюванням. Розроблені практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик системи, цифрової елементної бази для технічної реалізації

системи пеленгації БПЛА. Наводяться численні результати експериментальних досліджень системи пеленгації, у тому числі: опис засобів виміру, результати вимірювань у приміщенні, дослідження ефективності алгоритмів визначення напрямку приходу акустичних випромінювань за результатами вимірів у відкритому просторі, результати дослідження ефективності алгоритмів визначення напрямку приходу акустичних випромінювань БПЛА в реальних умовах, проводиться аналіз та узагальнення отриманих експериментальних результатів.

1 РОЗРОБЛЕННЯ СИСТЕМ ПЕРВИННОЇ ОБРОБКИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ, ВІДБИТИХ ВІД БПЛА, НА ТЛІ МАСКУВАЛЬНИХ І ІМІТУВАЛЬНИХ ПАСИВНИХ ЗАВАД

Розділ присвячений розробці технічних рішень системи первинної обробки сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних БПЛА, на тлі маскувальних пасивних завад (перешкод), та технічних рішень для розв'язання на етапі первинної обробки задачі нетраєкторної селекції сигналів БПЛА в умовах цілеподібних дискретних відбиттів.

У сучасних вітчизняних та зарубіжних радіолокаторах використовуються неадаптивні системи обробки сигналів на тлі маскувальних протяжних за дальністю (часом) пасивних перешкод (ПП). Неадаптивні системи не змінюють своїх параметрів і характеристик в залежності від параметрів і характеристик вхідних дій (сигналів і завад) та є неоптимальними, що знижує ефективність завадозахисту і відповідно призводить до погіршення тактико-технічних характеристик радіолокаторів. Такі системи не створюють достатньо вузькі провали в частотних характеристиках (ЧХ) в зонах маскувальних пасивних завад і тому не здатні розділити корисний сигнал від малошвидкісних БПЛА і пасивні завади. Це погіршує своєчасність виявлення БПЛА та якість вимірювання параметрів їх руху.

Оскільки мала ефективна поверхня розсіяння БПЛА обумовлює необхідність підвищувати потужність зондувального сигналу для забезпечення потрібної потужності приймального сигналу на вході приймача РЛС, то це, у свою чергу, підвищує потужність пасивних завад. Тому необхідно підвищувати ефективність компенсації ПП і виділення корисних сигналів на їх фоні.

Розв'язування цих задач забезпечать багатоступінчаті адаптивні решітчасті фільтри (АРФ) з імпульсними характеристиками, що залежать від параметрів зовнішніх дій, і які за своєю ефективністю наближуються до оптимальної системи.

В умовах дії як маскувальних, так і природних імітувальних перешкод, тобто цілеподібних дискретних відбиттів від точкових місцевих предметів і ангелів, розглядається комбінована система компенсації, що складається із АРФ і неадаптивного фільтру з вузьким провалом в ЧХ в зоні дії хибних цілей, що дозволить скомпенсувати перешкоди і розділити корисні (БПЛА) й хибні цілі.

1.1 Оптимальна МПО пачкових когерентних сигналів на тлі гауссових пасивних завад

Результати даного підрозділу базуються на відомих положеннях класичної теорії виявлення сигналів на тлі перешкод [1–5] і приводяться тут для зручності наступного порівняння з результатами квазіоптимальної обробки.

Будемо вважати, що на вході системи СРЦ у кожному елементі розділення по дальності спостерігається M – вимірний випадковий гауссів вектор

$$\mathbf{u} = \{u_\ell\}_{\ell=1}^M = \mathbf{y} + \gamma \cdot \mathbf{s} \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{R}_u), \quad \mathbf{y} = \{y_\ell\}_{\ell=1}^M, \quad \mathbf{s} = \mathbf{s}(f_S) = \{s_\ell(f_S)\}_{\ell=1}^M, \quad \gamma = 0, 1 \quad (1.1)$$

адитивної суміші завади (перешкоди) \mathbf{y} та (при $\gamma=1$) корисного сигналу $\mathbf{s} \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{R}_s)$. Компонентами вектора перешкоди \mathbf{y} виступають відліки адитивної суміші комплексних амплітуд шуму приймача й відбиттів з аналізованого елемента розділення по дальності в M суміжних інтервалах зондування в заданому кутовому напрямку.

У цих умовах вектор (1.1) має нульове середнє значення та $M \times M$ ермітову кореляційну матрицю (КМ)

$$\mathbf{R}_u = \overline{\mathbf{u} \cdot \mathbf{u}^*} = \begin{cases} \mathbf{R} = \overline{\mathbf{y} \cdot \mathbf{y}^*}, & \gamma = 0, \\ \mathbf{R}_\Sigma = \mathbf{R} + \mathbf{R}_s, \mathbf{R}_s = \overline{\mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^*}, & \gamma = 1. \end{cases} \quad (1.2)$$

Як корисний сигнал нижче розглядаються когерентні пачки

$$\mathbf{s} = \zeta_S \cdot \mathbf{x}(f_S), \quad f_S \in -0.5, 0.5, \quad \zeta_S \sim CN(0, \eta_S), \quad (1.3a)$$

с КМ одиничного рангу виду

$$\mathbf{R}_s = \overline{\mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^*} = \eta_S \cdot \mathbf{R}_x, \quad \mathbf{R}_x = \mathbf{x}(f_S) \cdot \mathbf{x}^*(f_S). \quad (1.3b)$$

Вони відповідають відбиттям від точкової цілі, що рухається з радіальною швидкістю V_r (доплерівським зсувом частоти $f_S = 2V_r / \lambda$ відбитого сигналу, λ – довжина хвилі), з відносною (стосовно шуму приймача) інтенсивністю (відношення сигнал/шум (ВШ)) η_S і нормованим доплерівським зсувом частоти $f_S = f_S / F_{un}$, $f_S \in [-0.5, 0.5]$. Тут F_{un} – інтервал однозначного (*unambiguous*) виміру доплерівського зсуву частоти, який при постійних інтервалах зондування $T_\ell = T_P$ ($\ell \in 1, M - 1$) дорівнює частоті зондування $F_{un} = F_P = 1/T_P$.

Оптимальна обробка (перевірка гіпотези про наявність сигналу в аналізованій суміші (1.1)) зводиться до порівняння з порогом монотонно зростаючої функції відношення правдоподібності [1–4], у ролі якої в умовах (1.1), (1.2) може використовуватися передпорогова статистика (ППС) [1, 2, 4]

$$\varepsilon_0(\mathbf{u}) = c \cdot \mathbf{u}^* \cdot (\mathbf{R}^{-1} - \mathbf{R}_\Sigma^{-1}) \cdot \mathbf{u}, \quad \mathbf{L} = \mathbf{\Psi} - \mathbf{\Psi}_\Sigma, \quad \mathbf{\Psi} = \mathbf{R}^{-1}, \quad \mathbf{\Psi}_\Sigma = \mathbf{R}_\Sigma^{-1} \quad (1.4)$$

пропорційна квадратичній формі вектора \mathbf{u} (1.1) з матрицею \mathbf{L} .

Для когерентної пачки (1.3) корисного сигналу оптимальна ППС (1.4)

$$\varepsilon_0(\mathbf{u}) = \varepsilon(\mathbf{u}) \equiv |\xi(f_S)|^2 \quad (1.5a)$$

пропорційна квадрату модуля білінійної форми [1]

$$\xi(f_S) = \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{\Psi} \cdot \mathbf{u} = \mathbf{w}^*(f_S) \cdot \mathbf{u} = \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{v}_u, \quad (1.5b)$$

яка може бути сформована за схемами, показаними на рис. 1.1.

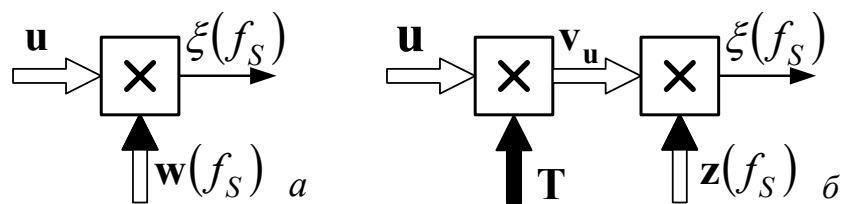


Рисунок 1.1 – Узагальнені схеми МПО

У першій з них (а) вона формується одновимірним (із M входами й одним виходом) фільтром з M – вимірною імпульсною характеристикою (ІХ)

$$\mathbf{w}(f_S) = \mathbf{T}^* \cdot \mathbf{z}(f_S), \quad \mathbf{z}(f_S) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}(f_S) \quad (1.6)$$

с параметрами

$$\mathbf{T} = \mathbf{R}^{-1} = \mathbf{\Psi}, \quad \mathbf{D} = \mathbf{I}_M, \quad (1.7)$$

де $\mathbf{D} = \text{diag}\{d_\ell\}_{\ell=1}^M$ – діагональна $M \times M$ матриця «згладжування» опорного сигналу $\mathbf{x}(f_S)$, узгодженого з очікуванням; \mathbf{I}_M – одинична $M \times M$ матриця, у яку переходить матриця \mathbf{D} під час відсутності згладжування.

У схемі (б) вхідний вектор \mathbf{u} спочатку перетворюється в багатовимірному (із M входами й N виходами) фільтрі з $M \times N$ МІХ $\mathbf{T} = \{t_{i,j}\}_{i=1,j=1}^{N \times M}$ у вектор

$$\mathbf{v}_u = \mathbf{T} \cdot \mathbf{u} = \mathbf{v} + \gamma \cdot \zeta \cdot \mathbf{v}_x(f_S), \quad \mathbf{v} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{y}, \quad \mathbf{v}_x(f_S) = \mathbf{T} \cdot \mathbf{x}(f_S) \quad (1.8a)$$

с КМ

$$\mathbf{R}_{v_u} = \overline{\mathbf{v}_u \cdot \mathbf{v}_u^*} = \overline{\mathbf{T} \cdot \mathbf{u} \cdot \mathbf{u}^* \cdot \mathbf{T}^*} = \mathbf{R}_v + \gamma \cdot \eta_S \cdot \mathbf{R}_{v_x}, \quad (1.8б)$$

$$\mathbf{R}_v = \overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}^*} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{T}^*, \quad \mathbf{R}_{v_x} = \mathbf{R}_{v_x}(f_S) = \overline{\mathbf{v}_x(f_S) \cdot \mathbf{v}_x^*(f_S)} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{R}_x \cdot \mathbf{T}^*, \quad (1.8в)$$

де \mathbf{R}_v і \mathbf{R}_{v_x} – КМ його завадової (\mathbf{v}) і сигнальної ($\mathbf{v}_x(f_S)$) складових на виході багатовимірною фільтра схеми рис. 1.1, б.

Далі вектор \mathbf{v}_u перетворюється в настроєному на частоту f_S одновимірному фільтрі з МІХ $\mathbf{z}(f_S)$ (1.6) у скаляр, що вимагається (1.5б), квадрат модуля якого порівнюється з відповідним порогом, обраним, зокрема, по заданому рівню умовної ймовірності хибної тривоги.

Для стислості нижче багатовимірний фільтр із МІХ \mathbf{T} називається просто фільтром, а одновимірний фільтр із МІХ $\mathbf{z}(f_S)$ – накопичувачем (з незгладженою ІХ в умовах (1.7) і згладженою в протилежному випадку).

Усі квазіоптимальні системи МПО, що аналізуються далі, також мають структуру рис. 1.1, але їх параметри відмінні від (1.7).

У силу (1.1) у розглянутій поки гіпотетичній ситуації невинуватих і відомих параметрів вхідних дій (1.2), (1.3б) формована в схемах рис. 1.1 з довільними параметрами білінійна форма (1.5б), як лінійна комбінація нормальних величин (1.1) з нульовим середнім, також нормальна з нульовим середнім, тому ППС (1.5а) має експоненціальний розподіл [3].

У цих умовах статистичні характеристики виявлення корисного сигналу цілі (імовірності хибної тривоги (ІХТ) F і правильного виявлення (ІПВ) D) пов'язані рівністю [1–4]

$$D = F^{1/(1+\mu)}, \quad (1.9)$$

у якій

$$\mu = \mu(f_S) = P_{S \text{ Вых}}(f_S) / P_{CN \text{ Вых}}(f_S) \quad (1.10)$$

– відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) (*signal/(clutter + noise)*) за потужністю на виході схем рис. 1.1.

На рис. 1.2 наведене відоме сімейство залежностей ІПВ (1.9) від енергетичного ВСПШ μ (1.10) при різних значеннях ІХТ.

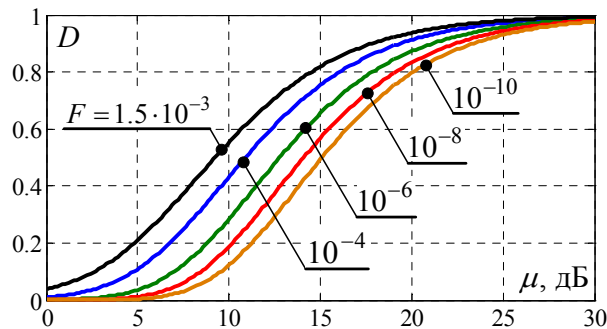


Рисунок 1.2 – Оптимальні характеристики виявлення сигналу (1.3а)

Видно, що при заданій ІХТ F ІПВ D монотонно росте з ростом ВСПШ μ , тому обробка (1.5б) у схемах рис. 1.1 оптимізується вибором параметрів (1.7), що максимізує ВСПШ на їх виході [1–4]. Потужності сигналу $P_{S \text{ Вых}}(f_S)$ і перешкоди $P_{CN \text{ Вых}}(f_S)$, що визначають ВСПШ, дорівнюють

$$P_{S \text{ Вых}}(f_S) = \eta_S \cdot \mathbf{w}^*(f_S) \cdot \mathbf{R}_x \cdot \mathbf{w}(f_S) = \eta_S \cdot \mathbf{z}^*(f_S) \cdot \mathbf{R}_{v_x} \cdot \mathbf{z}(f_S), \quad (1.11a)$$

$$P_{CN \text{ Вых}}(f_S) = \mathbf{w}^*(f_S) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}(f_S) = \mathbf{z}^*(f_S) \cdot \mathbf{R}_v \cdot \mathbf{z}(f_S), \quad (1.11б)$$

так що ВСПШ (1.10) являє собою відношення квадратичних форм і в умовах (1.3), (1.8) у загальному випадку має вигляд

$$\mu(f_S) = \eta_S \cdot \frac{|\mathbf{w}^*(f_S) \cdot \mathbf{x}(f_S)|^2}{\mathbf{w}^*(f_S) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}(f_S)} = \eta_S \cdot \frac{|\mathbf{v}_x^*(f_S) \cdot \mathbf{z}(f_S)|^2}{\mathbf{z}^*(f_S) \cdot \mathbf{R}_v \cdot \mathbf{z}(f_S)}. \quad (1.11в)$$

При оптимальній МПО з параметрами (1.7) (тобто без «згладжування» IX) в умовах (1.3б) потужності (1.11) дорівнюють

$$P_{CN \text{ Вых}}(f_S) = \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}(f_S), \quad (1.12a)$$

$$P_S \text{ Вых}(f_S) = \eta_S \cdot P_{CN \text{ Вых}}^2(f_S), \quad (1.12б)$$

так що оптимальне (максимально можливе) ВСПШ (1.10) дорівнює

$$\mu_{\max}(f_S) = \eta_S \cdot \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}(f_S). \quad (1.13)$$

У силу нерівності Релея [6–8] воно лежить у межах

$$\eta_S \cdot \frac{\mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{x}(f_S)}{\lambda_1} \leq \mu_{\max}(f_S) \leq \eta_S \cdot \frac{\mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{x}(f_S)}{\lambda_M}, \quad (1.14)$$

де λ_1, λ_M – максимальне, мінімальне власні числа (в.ч.) КМ ПП \mathbf{R} .

На рис. 1.3 показані розраховані по (1.13) «енергетичні швидкісні характеристики (ЕШХ)» $\mu = \mu_{\max}(f_S)$ оптимальної (1.7) МПО сигналів з відносною інтенсивністю $\eta_S = 1$ на тлі авторегресійних (АР) ПП [9, 10, 16] з порядками $p=3$ (штрихові лінії) і $p=10$ (суцільні лінії) з коефіцієнтом (міжперіодної) кореляції (к.к.) $\rho_1 = 0.96$ і $\rho_1 = 0.99$ й відносною інтенсивністю перешкоди $\eta = 10^5$ (50 дБ). Результати наведені для пачок розмірів $M=8$ (а), $M=32$ (б), $M=64$ (в), $M=128$ (г) і охоплюють розміри пачок багатьох існуючих і проєктованих імпульсних РЛС.

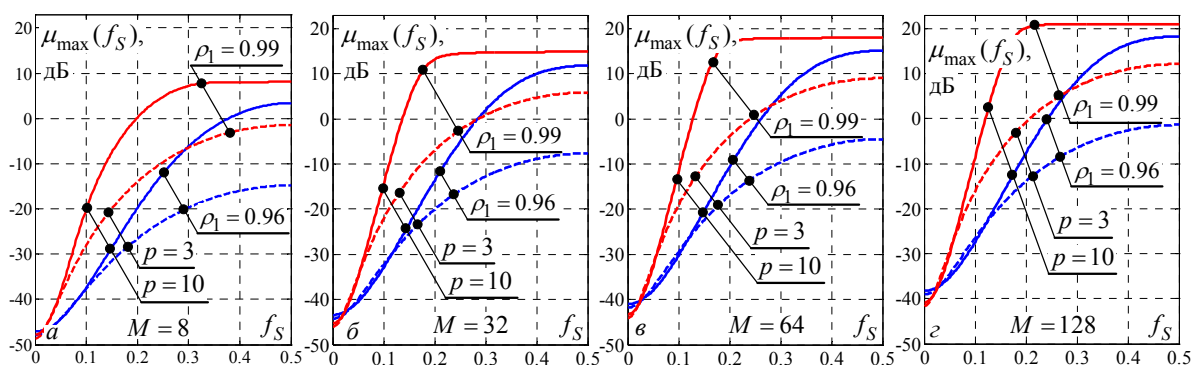


Рисунок 1.3 – ЕШХ оптимальної МПО когерентного пачки корисного сигналу

Криві рис. 1.3 наочно ілюструють відомий і фізично очевидний результат, відповідно до якого значення ВСПШ мінімальні в зоні максимумів спектра перешкоди (у зоні «сліпих» швидкостей цілі $f_S \approx 0$), у якій відмінності радіальних швидкостей цілі й джерел ПП малі або відсутні. Однак навіть мінімальні значення $\mu = \mu_{\max}(f_S)$ в зоні сліпих швидкостей ($f_S \approx 0$) не менше вхідного значення ВСПШ $\mu = \eta_S / (1 + \eta)$ (у даному прикладі $\mu \approx -50$ дБ), оскільки оптимальна обробка не може погіршувати параметри, що оптимізуються. Формально це випливає з (1.14), якщо врахувати, що максимальне в.ч. будь-якої ермітової додатно визначеної матриці, у тому числі КМ, не перевершує її сліду. Стосовно до КМ \mathbf{R} (1.2) це означає, що $\lambda_1 \leq \text{tr}(\mathbf{R}) = M \cdot (1 + \eta)$ й, відповідно до (1.14), $\mu_{\max}(f_S) \geq \eta_S / (1 + \eta)$.

Рівною мірою це стосується всіх зон сліпих швидкостей, які повторюються з інтервалом $\lambda \cdot F_{un} / 2$ [11, 12].

У наведених прикладах ВСПШ (1.13) максимально в околиці точки $f = f_S = 0.5$ (у зоні «оптимальних» швидкостей цілі), у якій значення спектрів $s(f)$ суміші шуму і ПП мінімальні (див. рис. 1.2). Відповідно до (1.14), його верхня межа визначається мінімальним в.ч. КМ перешкод, що залежать від форми їх спектра.

На рис. 1.4, в умовах і позначеннях рис. 1.3, показані впорядковані за величиною в.ч. (у дБ) $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$ КМ \mathbf{R} (1.2).

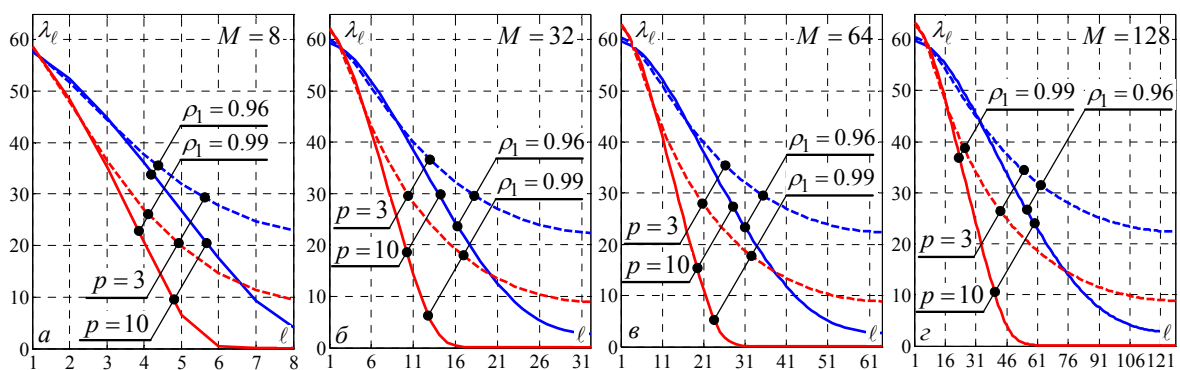


Рисунок 1.4 – Спектри власних чисел КМ АР ПП ($\eta = 50$ дБ)

У комбінації з (1.14) вони пояснюють зв'язок значень $\mu = \mu_{\max}(f_S)$ із формою спектра АР ПП. Так, для ПП АР-10 і $\rho_1 = 0.99$, для яких мінімальне с.ч. $\lambda_M \approx 1$ (0 дБ), величина

$$\mu = \mu_{\max}(f_S) \approx M \cdot \eta_S \quad (1.15)$$

на рис. 1.3 при $f_S = 0.5$ практично збігається з ВСПШ при відсутності ПП. У такій ситуації ($\eta = 0$, $\mathbf{R} = \mathbf{\Psi} = \mathbf{\Lambda} = \mathbf{I}_M$) оптимальна обробка в схемах рис. 1.1 ведеться на тлі тільки власного шуму й зводиться до когерентного рівноважного накопичення всіх M імпульсів прямокутної пачки виду (1.3), за рахунок чого при будь-яких $|f_S| \leq 0.5$ підсумкове ВСПШ стає в M раз вище, чим по кожному імпульсу окремо.

ПП, для яких максимально досягне значення близьке до (1.15), можна умовно назвати «гарними», на противагу «поганим» ПП, для яких $\lambda_M \gg 1$ і $\mu_{\max}(0.5) \approx M \cdot \eta_S / \lambda_M \ll M \cdot \eta_S$. У розглянутих прикладах «поганими» можуть уважатися інтенсивні ($\eta = 50$ дБ) ПП АР-3 зі значенням $\rho_1 = 0.96$ ($\lambda_M \approx 23$ дБ) і навіть із $\rho_1 = 0.99$ ($\lambda_M \approx 9.45$ дБ при $M = 8$ й $\lambda_M \approx 8.9$ дБ при $M = 64$). Саме на стільки на рис. 1.3 відповідне їм значення $\mu_{\max}(0.5)$ (у дБ) менше значення (1.15) для «гарних» АР ПП. Ці відмінності близькі до відмінності спектрів $s(f_S)$ відповідних АР ПП, причому не тільки в точці $f = f_S = 0.5$, але й у всіх точках $|f_S| \leq 0.5$, у силу справедливості наближеної рівності [13]

$$\mu_{\max}(f_S) = M \cdot \eta_S / s(f_S). \quad (1.16)$$

Результати оптимальної обробки (рис. 1.3) не можуть бути поліпшені ніякими квазіоптимальними (КО) системами СРЦ із параметрами, відмінними від (1.7). Однак втрати квазіоптимальних МПО в порівнянні з оптимальної при згладжених ($\mathbf{D} \neq \mathbf{I}_M$) їх накопичувача суттєво залежать від обраних параметрів (МІХ \mathbf{T} і ІХ $\mathbf{z}(f_S)$) фільтра системи СРЦ (рис. 1.1).

Величина втрат

$$\chi(f_S) = \mu_{\max}(f_S) / \mu(f_S) \geq 1, \quad |f_S| \leq 0.5 \quad (1.17)$$

ВСПШ (1.10) при згладжуванні в порівнянні з його максимальним значенням

$\mu_{\max}(f_S)$ (1.13) при його відсутності виступає заходом робастності (стійкості) систем СРЦ до згладжування.

Оскільки чисельник і знаменник (1.17) пропорційні інтенсивності сигналу η_S , остання, як і на рис. 1.3, покладається рівною 1.

Розглянемо різновиду КО систем СРЦ, досліджувані на робастність до згладжування ІХ когерентного накопичувача.

1.2 Квазіоптимальні системи МПО когерентних пачок сигналів на тлі ПП

1.2.1 Базова структура

Розглянуті нижче системи створюються шляхом послідовного спрощення базової структури рис. 1.1 з $\mathbf{D} \neq \mathbf{I}_M$ і МІХ (1.7), записаній у формі «верхне-нижнього» трикутного розкладання Холецького

$$\mathbf{T} = \mathbf{\Psi} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H}, \quad (1.18)$$

матриці $\mathbf{\Psi}$, оберненої до ермітової КМ.

Побудовані на основі (1.18) відомі [1, 13, 14] еквіваленти схеми рис. 1.1, б показані на рис. 1.5.

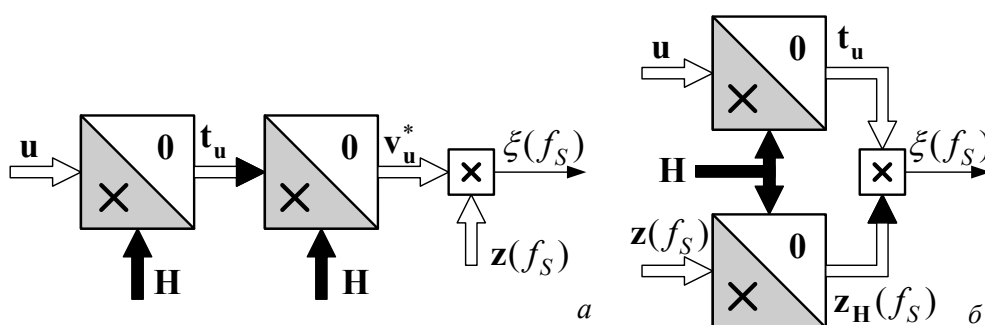


Рисунок 1.5 – Схеми базової структури СРЦ

Перша з них (а) із причин, що згадуються нижче, називається схемою з подвійним (повторним) відбіленням перешкоди. Друга (б) в умовах (1.7) реалізує класичний метод В.А. Котельникова оптимальної обробки когерентного сигналу на тлі стаціонарного небілого шуму [1–5, 13].

Метод В.А. Котельникова припускає відбілення (декореляцію й нормування) відліків перешкоди (у верхньому фільтрі з нижньою трикутною МІХ \mathbf{H}), перетворення (у нижньому фільтрі з МІХ \mathbf{H}) опорного вектора $\mathbf{x}(f_S)$ очікуваного сигналу \mathbf{s} у вектор $\mathbf{x}_{\mathbf{H}}(f_S) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}(f_S)$, узгоджений із сигналом, що пройшов відбілюючий фільтр, і наступну узгоджену фільтрацію $\xi(f_S) = \mathbf{z}_{\mathbf{H}}^*(f_S) \cdot \mathbf{t}_{\mathbf{u}}$ перетвореного сигналу на тлі білого шуму.

1.2.2 Квазіоптимальна МПО на основі фільтрів із трикутними стрічковими МІХ

Базові структури схем рис. 1.5 спрощуються, якщо замість фільтрів із заповненими трикутними $M \times M$ МІХ \mathbf{H} використовуються фільтри із трикутними стрічковими $M \times M$ МІХ \mathbf{H}_b із шириною стрічки $zz < M$. У цьому випадку $M \times M$ ермітова матриця

$$\mathbf{T} = \mathbf{\Psi}_b = \mathbf{H}_b^* \cdot \mathbf{H}_b \tag{1.19}$$

є стрічковою із шириною стрічки $z = 2 \cdot zz - 1$.

Перехід до них цілком природній у зв'язку із близькістю до стрічкової із шириною стрічки $zz = p + 1$ матриці \mathbf{H}_b для інтенсивних АР ПП.

Структури КО систем СРЦ для цього випадку показані на рис. 1.6.

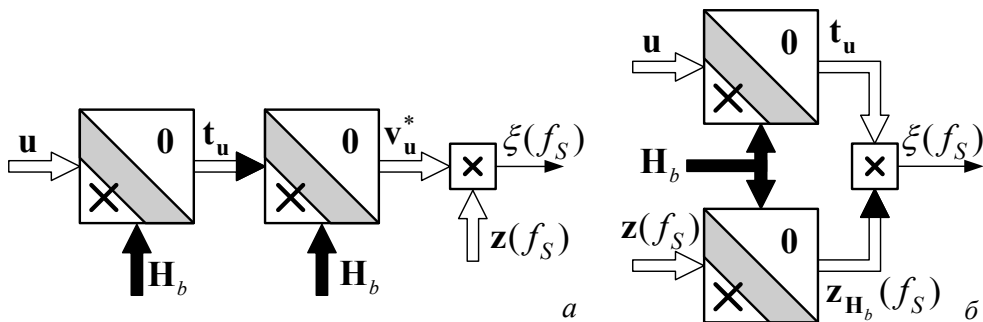


Рисунок 1.6 – Схеми базової структури СРЦ зі стрічковими МІХ фільтрів

1.2.3 Квазіоптимальна МПО без повторного відбілення

Обробку можна ще більше спростити, відмовившись від корекції опорного сигналу (нижня «гілка» схеми рис. 1.5, б). Відповідні КО системи СРЦ показані на рис. 1.7.

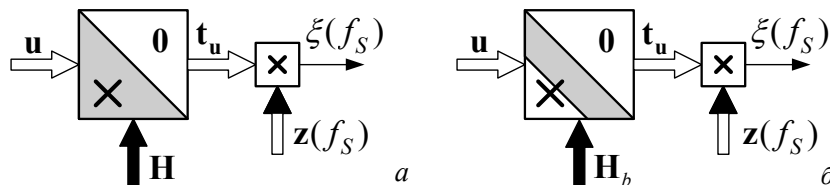


Рисунок 1.7 – Схеми СРЦ без повторного відбілення

Для схеми (а) і її більш простого варіанта (б) МІХ фільтрів дорівнюють

$$\mathbf{T} = \mathbf{H} \quad \text{и} \quad \mathbf{T} = \mathbf{H}_b. \quad (1.20)$$

1.2.4 Квазіузгоджена система МПО

Найпростіша з розглянутих – широко розповсюджена фільтрова система МПО на основі квазіузгодженого накопичувача (рис. 1.8).

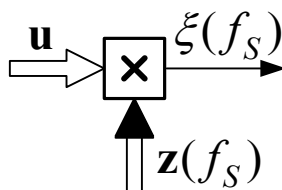


Рисунок 1.8 – Схема квазіузгодженої системи СРЦ

Вона виходить із загальної схеми рис. 1.1, б при заміні фільтра придушення перешкоди на «всепроникний» фільтр із МІХ

$$\mathbf{T} = \mathbf{I}_M.$$

Обмежуючись наведеним (далеко не вичерпним) переліком прикладів КО систем СРЦ, зрівняємо їх робастність до згладжування ІХ накопичувача.

У ролі матриць згладжування \mathbf{D} будемо використовувати діагональні матриці розподілів Хеммінга і Ханна [15] з елементами

$$d_i = \alpha - (1 - \alpha) \cdot \cos(2\pi \cdot (i-1)/(M-1)), \quad i \in 1, M, \quad M > 1, \quad \alpha = 0.54, \quad (1.21a)$$

$$d_i = 1 - \cos(2\pi \cdot (i-1)/M), \quad i \in 1, M \quad (1.21б)$$

відповідно.

Нормовані енергетичні частотні характеристики (ЕЧХ) «згладжених» фільтрів-накопичувачів різного розміру M , настроєних на частоту $f_S = 0$, показані на рис. 1.10.

Через більш швидке спадання рівня бічних пелюсток ЕЧХ розподіл Ханна далі називається «що сильно згладжує», на протигагу розподілу Хеммінга, називаному «що слабо згладжує».

1.3 Граничні можливості квазіузгоджених систем МПО

Як і раніше, під граничними розуміються показники якості аналізованих систем СРЦ у гіпотетичних умовах відомих КМ ПП.

1.3.1. Базова структура

На рис. 1.9 показані втрати $\chi(f_S)$ базових структур (рис. 1.5) з розподілами Хеммінга й Ханна для «гарних» і «поганих» АР ПП. При незгладженому накопичувачі (1.7) ці структури оптимальні – їх втрати рівні 0 дБ (не показані на рисунку).

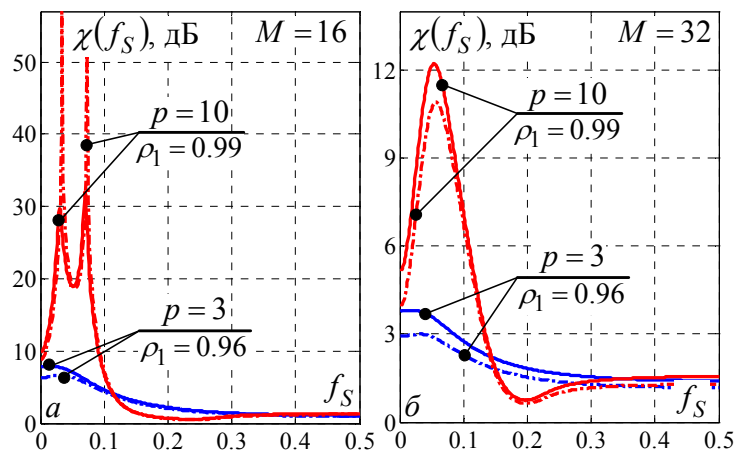


Рисунок 1.9 – Втрати ВСПШ базової структури МПО ($\eta = 50$ дБ)

Тут і далі в розділі, за винятком спеціально застережених випадків, результати розподілів Хеммінга й Ханна, що згладжують, і рівновимірного (у відсутності згладжування) показуються штрих-пунктирними, суцільними й штриховими лініями відповідно. Крім того, відповідні криві можуть бути підписані «Хм», «Хн» і «Ф».

Як видно з рисунка при малій пачці (a) для «гарних» АР ПП із круто спадаючими спектрами ($p = 10, \rho_1 = 0.99$) в околиці сліпої швидкості втрати можуть перевищувати 45 – 50 дБ. Зі збільшенням пачки (b) вони зменшуються, але залишаються досить великими (більше 10 дБ). Тому в цій зоні можна пропустити не тільки слабкі сигнали цілей з інтенсивністю $\eta_S < \eta$, що природно, але й сигнали потужних цілей $\eta_S > \eta$ з «надзавадовою» видимістю, які можна було б виявити й без компенсації ПП (за рахунок автоматичного регулювання посилення, що не міняє ВСПШ).

В умовах «поганих» АР-3 ПП в околиці сліпої швидкості ці втрати не перевищують 8 дБ (a) і 4 дБ (b). В околиці оптимальної швидкості ($f_S = 0.5$) втрати значно менше (не перевищують 2 дБ).

Проаналізуємо причини виявлених втрат і їх залежність від форми спектра ПП, розмірності M накопичувача й частоти його настроювання, використовуючи спектральне трактування операцій МПО в схемах рис. 1.5 – 1.8.

Відповідно до рівності Вінера–Хінчина потужність завадової суміші (1.11б) на виході накопичувача

$$P_{CN_{\text{ВЫХ}}}(f_S) = \int_{-0.5}^{0.5} s_{\text{ВЫХ}}(f, f_S) df, \quad (1.22a)$$

дорівнює площі під кривою спектра

$$s_{\text{ВЫХ}}(f, f_S) = s(f) \cdot k_w(f, f_S) \approx s_v(f) \cdot k_z(f, f_S), \quad (1.22б)$$

на виході накопичувача з МІХ $\mathbf{q}(f_S) = \{q_\ell(f_S)\}_{\ell=1}^M$ і ЕЧХ

$$k_q(f, f_S) = |\mathbf{x}^*(f) \cdot \mathbf{q}(f_S)|^2, \quad (1.22в)$$

де $s(f)$ і $s_v(f)$ – спектри перешкоди на вході й виході фільтра з МІХ \mathbf{T} .

В умовах $\mathbf{T} = \mathbf{\Psi}$ і $\mathbf{z}(f_S) = \mathbf{x}(f_S)$ потужність завадової суміші (1.22а) збігається з потужністю (1.12б) перешкоди на виході оптимального виявлювача сигналу з нормованою доплерівською частотою f_S й з точністю до постійного множника M відтворює функцію, зворотну спектральній функції Кейпона вхідного АР-процесу.

У цих позначеннях потужність сигналу (1.11а) дорівнює

$$P_{S_{\text{ВЫХ}}}(f_S) = \eta_S \cdot \left| \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{w}(f_S) \right|^2 = \eta_S \cdot k_{\mathbf{w}}(f_S, f_S). \quad (1.23)$$

При цьому для базових структур (рис. 1.5) із $\mathbf{T} = \mathbf{\Psi}$ принципово різні по втратах, обумовленим згладжуванням, наступні ситуації.

Ситуація №1. В околиці частоти $f = f_S$ максимуму ЕЧХ накопичувача $k_z(f, f_S)$ значення спектра $s_v(f)$ ПП на виході фільтра мінімальні. Очевидно, що в цій ситуації площа під кривою спектра $s_{\text{ВЫХ}}(f, f_S)$ (1.22б) і, тим самим, потужність перешкоди на виході накопичувача, з розширенням головної пелюстки його ЕЧХ $k_z(f, f_S) = \left| \mathbf{x}^*(f) \cdot \mathbf{z}(f_S) \right|^2$ при згладжуванні, буде збільшуватися, і тем сильніше, чим вище крутість (модуль похідної) спектра $s_v(f)$ в околиці точки $f = f_S$, і менше розмір пачки M .

У базовій схемі рис. 1.5 значення спектра $s_v(f)$ ПП на виході фільтра мінімальні в околиці частоти $f_S = 0$ (в околиці «сліпої» швидкості цілі), оскільки спектр $s_v(f)$ на виході фільтра з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{\Psi}$ приблизно обернений до спектру $s(f)$ вихідної перешкоди.

Така ситуація показана на рис. 1.10. Тут наведені нормовані на потужність сигналу $P_{S_{\text{ВЫХ}}}(f_S)$ (1.23) спектри перешкоди

$$\tilde{s}_{\text{ВЫХ}}(f, f_S) = s_{\text{ВЫХ}}(f, f_S) / k_{\mathbf{w}}(f_S, f_S) \quad (1.24)$$

на виході накопичувача, настроєного на частоту $f_S = 0$, при різних параметрах згладжування й розмірах пачки $M = 16$ (а, в) і $M = 32$ (б, г) в умовах порівняно «поганих» ($p = 3$, $\rho_1 = 0.99$, $\eta = 50$ дБ) (а, б) і «гарних» ($p = 10$, $\rho_1 = 0.99$, $\eta = 50$ дБ) (в, г) АР ПП.

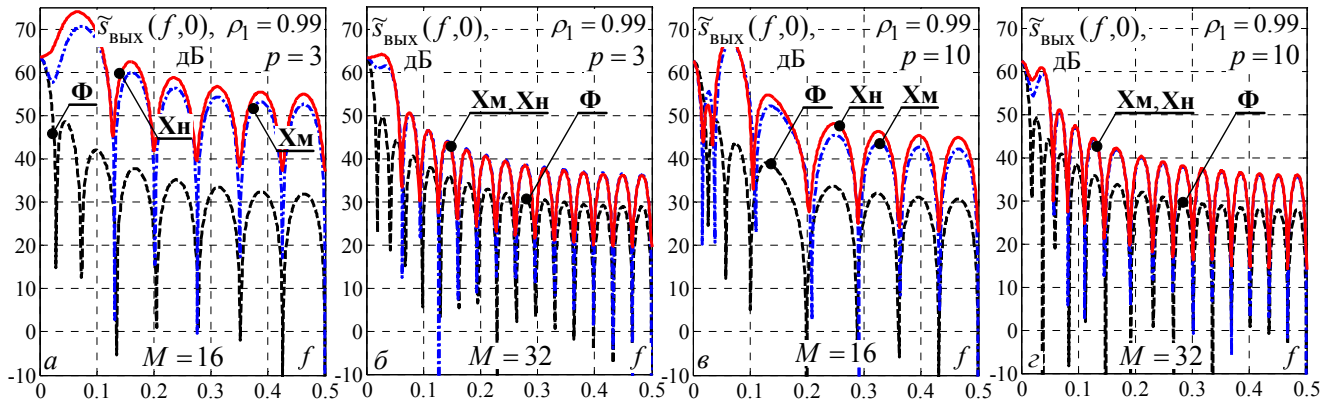


Рисунок 1.10 – Нормовані спектри перешкоди $\tilde{s}_{\text{ВЫХ}}(f, 0)$ на виході базової структури МПО ($\rho_1 = 0.99$, $\eta = 50$ дБ)

Площа під кривою $\tilde{s}_{\text{ВЫХ}}(f, f_S)$ обернена до підсумкового ВСПШ (1.10), тому чим вона менше, тим вище ВСПШ.

Видно, що перехід від незгладженої (штрихові лінії) до «слабко» (штрихпунктирні лінії) і «сильно» (суцільні лінії) згладженим ІХ накопичувача супроводжується ростом площі під спектрами $\tilde{s}_{\text{ВЫХ}}(f, 0)$ (ростом потужності перешкоди й зменшенням ВСПШ) на його виході. Це тим помітніше, чим менше розмір пачки M .

В умовах «гарних» АР ПП (в, з) різниця площ вихідних спектрів при різних параметрах згладжування більше, чим в умовах «поганих» (а, б), і вона помітніше при менших розмірах пачки M . Така поведінка пов'язана з тим, що в околиці точки $f_S = 0$ крутість спектра $s_v(f)$, приблизно оберненого до вхідному $s(f)$, для АР-процесу порядку $p=10$ вище, чим для $p=3$. Через це те саме розширення ЕЧХ $k_z(f, f_S)$ сильніше збільшує площу під кривими спектрів $s_{\text{ВЫХ}}(f, 0)$ (1.22б) і, тим самим, потужність перешкоди на виході накопичувача й втрати $\chi(f_S)$.

Ситуація №2. В околиці частоти f_S настроювання накопичувача спектр $s_v(f)$ перешкоди на його вході має малу (гранично – нульову) крутість. Така ситуація відповідає, зокрема, області оптимальних швидкостей ($f_S = 0.5$).

Приклад такої ситуації показаний на рис. 1.11. Він розрахований для умов рис. 1.10, в, з, але тут накопичувач настроєний на частоту $f_S = 0.5$, в околиці якої

вхідний спектр перешкоди $s(f)$ з наведеними параметрами й, отже, зворотний йому спектр $s_v(f)$, мають мінімальну (близьку до нуля) крутість.

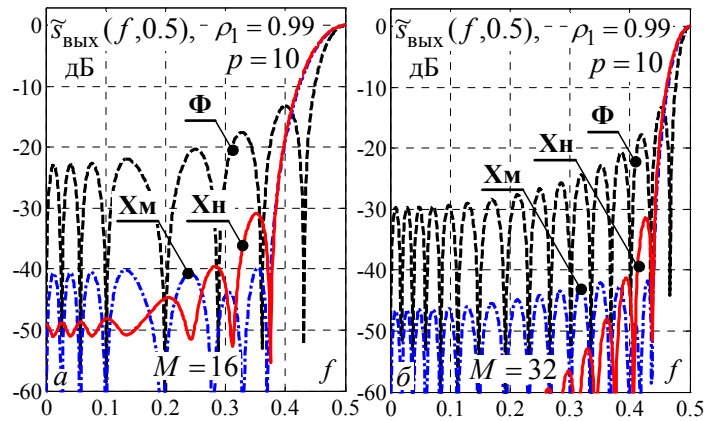


Рисунок 1.11 – Нормовані спектри перешкоди $\tilde{s}_{\text{ВЫХ}}(f, 0.5)$ на виході базової структури МПО ($p = 10$, $\rho_1 = 0.99$, $\eta = 50$ дБ)

Неважко показати, що в цьому випадку потужність сигналу на виході накопичувача приблизно пропорційна значенню $I^{(S)} = \left(\sum_{\ell=1}^M d_{\ell} \right)^2$, а потужність перешкоди $I = \sum_{\ell=1}^M d_{\ell}^2$ дорівнює площі під кривою ЕЧХ цього накопичувача.

Для розподілів (1.21а) з параметром α і (1.21б) вони дорівнюють

$$I_{X_M}^{(S)} = ((M + 1) \cdot \alpha - 1)^2, \quad (1.25a)$$

$$I_{X_M} = (1.5 \cdot M + 2.5) \cdot \alpha^2 - (M + 3) \cdot \alpha + 0.5 \cdot (M + 1), \quad (1.25b)$$

$$I_{X_H}^{(S)} = M^2, \quad (a) \quad I_{X_H} = 1.5 \cdot M. \quad (б) \quad (1.26)$$

У цьому неважко перекопати, підставивши розподіли (1.21) в $I^{(S)}$, I і привівши тригонометричні доданки до табличного ряду [16, 4.4.1.5]

$$\sum_{i=0}^n \cos(i \cdot x) = \text{cosec}(x/2) \cdot \sin((n+1) \cdot x/2) \cdot \cos(n \cdot x/2),$$

в окремому випадку $n = M - 1$ при $x = 2k\pi/(M - 1)$ й $x = 2k\pi/M$ (k – ціле число) рівному 1 і 0 відповідно.

Звідси випливає, що потужність сигналу (1.26а) на виході накопичувача з розподілом Ханна така ж, як і в накопичувача без згладжування $I_{\Phi}^{(S)} = M^2$, але потужність перешкоди (1.26б) в 1.5 рази (≈ 1.76 дБ) більше.

На противагу цьому, потужність перешкоди (1.25б) на виході накопичувача з розподілом Хеммінга $I_{X_M} \approx 0.3974 \cdot M - 0.391$ з параметром $\alpha = 0.54$ менше площі $I_{\Phi} = M$ під ЕЧХ незваженого накопичувача, однак спостережуване тут зменшення потужності перешкоди супроводжується випереджальним зменшенням потужності сигналу $I_{X_M}^{(S)} = (0.54 \cdot M - 0.46)^2$, що, у цілому, супроводжується втратами ВСПШ χ . Рівень цих втрат (у дБ) для набору значень M показаний у табл. 1.1.

Таблиця 1.1 Втрати ВСПШ на виході згладженого фільтра нагромадження χ , дБ

Розподіл	$M = 8$	$M = 16$	$M = 32$	$M = 64$	$M = 128$
Хеммінга (1.21а)	1.75	1.54	1.44	1.39	1.37
Ханна (1.21б)	1.76	1.76	1.76	1.76	1.76

Ці втрати базової структури в зоні оптимальних швидкостей суттєво менше (див. рис. 1.9), ніж в зоні сліпих (ситуація №1).

1.3.2 Квазіоптимальні МПО на основі квазіобертаючих фільтрів

Більш прості, ніж базові (рис. 1.5), структури (рис. 1.6) зі стрічковими МІХ Ψ_b (1.19) із шириною стрічки $z \geq 2 \cdot p + 1$ (зі стрічковими трикутними співмножниками \mathbf{H}_b із шириною стрічки $zz \geq p + 1$) і узгодженими (незгладженими) накопичувачами в умовах потужних ($\eta \gg 1$) АР- p ПП практично не мають втрат у ВСПШ. Малий рівень втрат у цьому випадку пов'язаний з тим, що для таких АР ПП сама матриця $\Psi = \mathbf{R}^{-1}$, обернена до КМ, близька до стрічкової із шириною стрічки $z = 2 \cdot p + 1$, а її трикутні співмножники в (1.19) – стрічкові із шириною стрічки $zz = p + 1$.

При $zz \leq p$ втрати можуть бути більше, однак при відсутності згладжування навіть для AP- ∞ з відносною інтенсивністю $\eta < 10^5$ вони порівняно невеликі при ширині стрічки $zz \in 3,5$ (двох – чотириразової міжперіодної компенсації перешкод)]. Саме цим можна пояснити широке поширення компенсаційних систем МПО із кратністю черезперіодного віднімання $zz - 1 \ll M$, відповідне до стрічкової структури МІХ фільтра придушення перешкод системи МПО.

Однак перехід до згладжених накопичувачів при $zz \leq p$ може різко збільшити втрати $\chi(f_S)$, що наочно видно з результатів рис. 1.12.

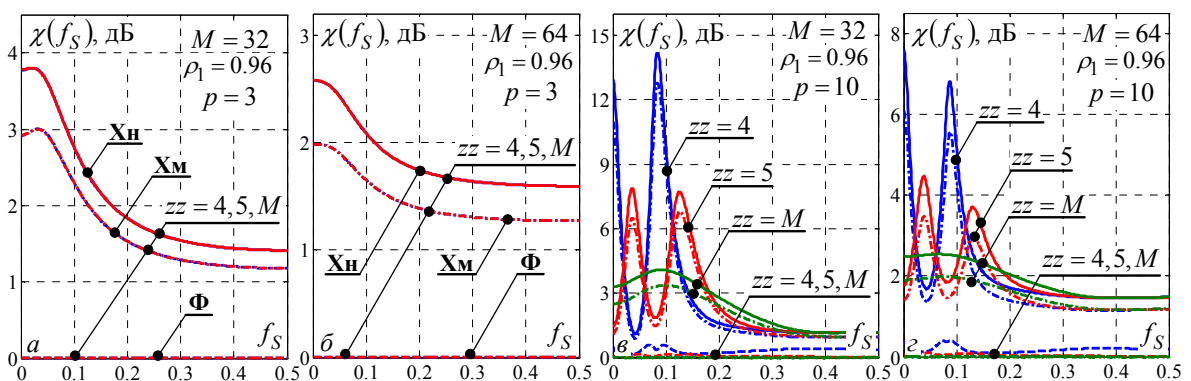


Рисунок 1.12 – Втрати ВСПШ базової структури МПО зі стрічковими МІХ фільтрів придушення ($\rho_1 = 0.96$, $\eta = 50$ дБ)

Вони відповідають інтенсивним ($\eta = 50$ дБ) процесам AP-3 (а, б) і AP-10 (в, з) з коефіцієнтом міжперіодної кореляції $\rho_1 = 0.96$ при розмірі пачок $M = 32$ (а, в) і $M = 64$ (б, з) із шириною стрічки $zz = 4, 5, M$.

Видно, що при $zz \geq p + 1$ (а, б) і у відсутності згладжування (штрихова крива) втрати відсутні ($\chi(f_S) \approx 0$ дБ) й невеликі (не перевищують 3–4 дБ) при його використанні, незалежно від обраної ширини стрічки zz .

Для ПП – процесів AP-10 при $zz < p = 10$ й незгладженої ІХ накопичувача вони практично малі вже при $zz = 4$ й, тим більше, при $zz = 5$. Але для згладжених накопичувачів вони в досить широкій зоні в околиці сліпої швидкості ($f_S = 0$) перевищують 6–12 дБ при $M = 32$ й 3–6 дБ при $M = 64$, що значно вище, чим у базовій структурі ($zz = M$) в тих же умовах.

Механізм росту рівня втрат у цьому випадку також відповідає «ситуації №1», у якій, однак, спектр перешкоди $s_v(f)$ на вході накопичувача може суттєво відрізнятися від спектра, оберненого до вхідного (у розглянутому випадку – унімодального). При $zz \leq p$ він може мати кілька мінімумів, в околиці яких його крутість більше, чим при заповненої МІХ (1.18). Відповідно до теорії «ситуації №1», саме це збільшує потужність перешкод на виході накопичувача й, тим самим, втрати $\chi(f_S)$, у міру степеня згладжування його ІХ.

Звідси випливає, що при згладжуванні ІХ спрощення МПО за рахунок переходу до структури рис. 1.6 на основі «квазіобертаючих» фільтрів зі стрічковими МІХ при реально цілком можливих умовах $zz \leq p$ збільшує втрати $\chi(f_S)$ й тому практично недоцільні.

1.3.3 Квазіоптимальні МПО на основі, відбілюючих і квазівідбілюючих фільтрів

Перехід до КО систем рис. 1.7, продиктований бажанням забезпечити низькі втрати ВСПШ при згладжуванні, подібні «ситуації №2», у всьому частотному діапазоні $f \in -0.5, 0.5$ за рахунок вирівнювання (відбілення) спектра $s_v(f)$ на виході відбілюючого фільтра з $\mathbf{T} = \mathbf{H}$ або наближеного вирівнювання в «квазівідбілюючому» фільтрі зі стрірковою МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}_b$.

Назва першого з них пов'язана з перетворенням у ньому вхідного вектора \mathbf{u} (1.1) у вектор $\mathbf{t}_u = \mathbf{H} \cdot \mathbf{u}$ з завадовою компонентою $\mathbf{t} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{y}$ з КМ

$$\mathbf{R}_t = \overline{\mathbf{t} \cdot \mathbf{t}^*} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{H}^* = \mathbf{I}_M, \quad (1.27)$$

співпадаючою із КМ M -вимірною вектора некорельованих відліків стаціонарного білого шуму з постійним (одиничним) значенням спектра на всій частотній осі $f \in -0.5, 0.5$. Тому фільтр придушення перешкод з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}$ у схемі рис. 1.7, a є відбілюючим, а схема обробки на його основі, на відміну від схеми рис. 1.5, a , по зрозумілій причині називається схемою без повторного (подвійного) відбілення. В умовах інтенсивних АР ПП так само може називатися

й схема рис. 1.7, б, якщо стрічкова МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}_b$ квазівідбілюючого фільтра придушення має ширину $zz > p$, при якій він досить близький до відбілюючого. Друга назва схем рис. 1.7 обумовлена тим, що в них, на відміну від схем рис. 1.5, б і рис. 1.6, б ІХ $\mathbf{z}(f_S)$ накопичувача не перетворюється (не коректується) у відбілюючому (квазівідбілюючому) фільтрі.

Відмінності властивостей структур рис. 1.7, а та рис. 1.5 ілюструються рис. 1.13. Тут в однакових умовах показані нормовані спектри перешкоди $\tilde{s}_{\text{вих}}(f, 0)$ на виході схеми рис. 1.7, а (а, б) і схеми рис. 1.5 (в, г), що відтворюють спектри рис. 1.10, в, г.

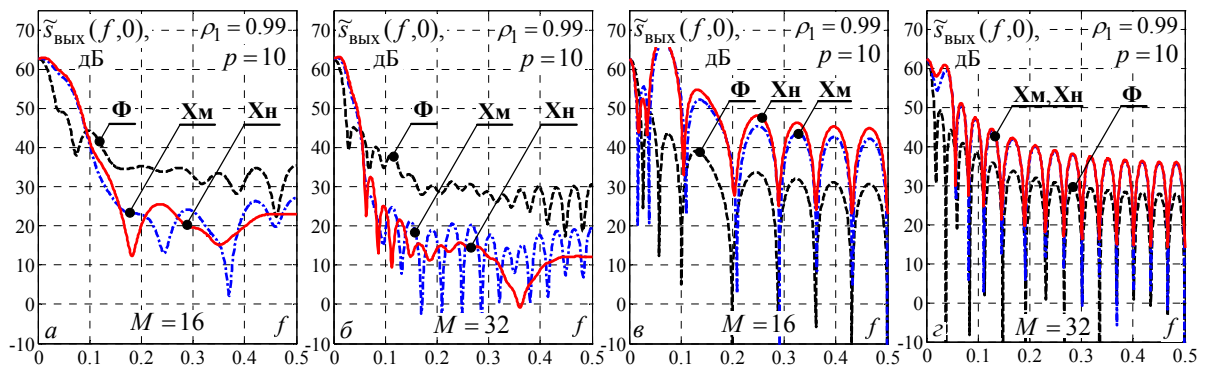


Рисунок 1.13 – Нормовані спектри $\tilde{s}_{\text{вих}}(f, 0)$ на виході схем МПО без повторного відбілення (а, б) і базової схеми (в, г) ($p = 10$, $\rho_1 = 0.99$, $\eta = 50$ дБ)

На відміну від схем рис. 1.5, згладжування тут не збільшує, а зменшує площі під відповідними спектрами $\tilde{s}_{\text{вих}}(f, 0)$. Обумовлені згладжуванням втрати $\chi(f_S)$ в цілому відповідають наведеним у табл. 1.1. У зоні сліпих швидкостей можливі незначні додаткові втрати, пов'язані не зі згладжуванням, а із придушенням сигналу в цій зоні в процесі відбілення перешкоди.

Втрати схеми рис. 1.7, а, в умовах рис. 1.9, показані на рис. 1.14. З їх порівняння видно, що втрати ВСПШ розглянутої структури при незгладженому накопичувачі навіть при $M = 16$ (а) не перевершують 4 дБ при $p = 10$, $\rho_1 = 0.99$ і 1.5 дБ при $p = 3$, $\rho_1 = 0.96$, і тільки у вузькій зоні в околиці сліпої швидкості. При $M = 32$ (б) вони не перевершують у цій зоні 2.5 і 1 дБ. У зв'язку із цим структура рис. 1.7, а переважніше базової структури рис. 1.5 навіть при відсутності

згладжування, оскільки в цьому випадку невеликі втрати у ВСПШ можуть бути припустимою платою за істотне спрощення обробки.

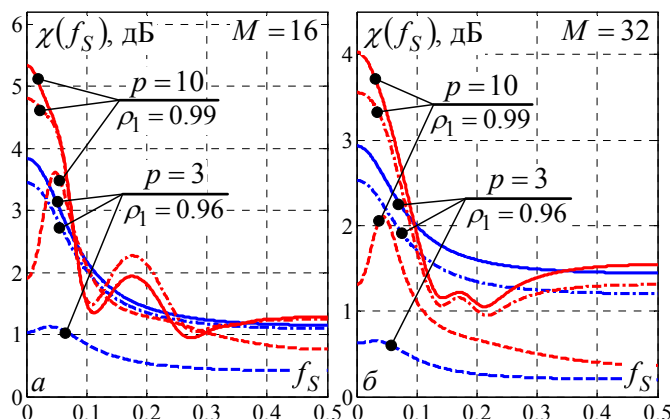


Рисунок 1.14 – Втрати ВСПШ схеми МПО без повторного відбілення ($\eta = 50$ дБ)

Це ще більш справедливо при згладжуванні ІХ накопичувача. В околиці сліпої швидкості навіть при «малій» пачці ($M = 16$) й «сильному» згладжуванні (суцільні криві) втрати (1.17) не більше 4 дБ при $\rho_1 = 0.96$ і 5.5 дБ при $\rho_1 = 0.99$, і не перевершують 1.5 дБ у зоні оптимальної швидкості, що суттєво менше, чим в аналогічних умовах (рис. 1.9) у базовій структурі рис. 1.5.

Важлива додаткова перевага структури рис. 1.7, а в порівнянні зі структурами рис. 1.5 – сталість потужності перешкоди на виході накопичувача, що впливає з (1.27) і другої рівності в (1.116). Вона дозволяє використовувати постійний поріг виявлення при довільних параметрах АР ПП і доплерівському зсуві частоти сигналу цілі. Потужність перешкоди фіксується на рівні, що залежить тільки від відомих значень M розподілу, що й згладжує, і виходить додаванням (у дБ) до даних табл. 1.1 значення $10 \cdot \lg(M)$.

Підкреслимо, що описані переваги в ефективності утворюються у структурі рис. 1.7, а, яка суттєво більш простіша, ніж базова (рис. 1.5).

Обробка додатково спрощується при переході до квазівідбілюючим фільтрам (рис. 1.7, б) із трикутними стрічковими МІХ \mathbf{H}_b (1.19) із шириною стрічки $zz < M$. Якщо при цьому $zz \geq p + 1$, то в умовах інтенсивних АР ПП у силу стрічкової структури матриці Ψ_b таке спрощення практично не збільшує втрати ВСПШ.

Вони з'являються при ширині стрічки $zz \leq p$, коли рівність (1.27) порушується й спектр перешкоди на вході накопичувача відрізняється від рівномірного, так що можлива «ситуація №1». Породжені цим втрати для умов рис. 1.12, в, з показані на рис. 1.15.

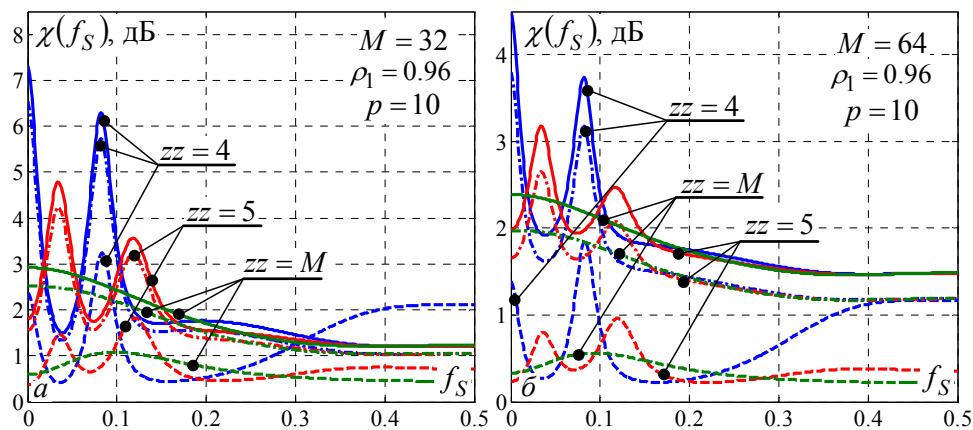


Рисунок 1.15 – Втрати ВСПШ схеми МПО без повторного відбілення зі стрічковими МІХ фільтрів придушення ($p = 10$, $\rho_1 = 0.96$, $\eta = 50$ дБ)

З порівняння результатів рис. 1.12, в, з і рис. 1.15 видно, що рівень втрат у структурах рис. 1.7 суттєво менше, чим у структурах рис. 1.5 і тим більше рис. 1.6.

Основний практичний висновок, що випливає із проведеного порівняння, полягає в тому, що структури систем СРЦ (рис. 1.7) на основі відбілюючих ($zz = M$) і квазівідбілюючих ($zz < M$) фільтрів придушення перешкод не тільки простіше систем СРЦ (рис. 1.5, 1.6) на основі обертаючих ($zz = M$) і квазіобертаючих ($zz < M$) фільтрів, але й принципово робастніші до згладжування ІХ накопичувача.

1.3.4 Квазіузгоджена система МПО

На рис. 1.16 для пачок розміру $M = 16$ (а, в) і $M = 64$ (б, з) показані втрати квазіузгодженої (фільтрової) системи СРЦ рис. 1.8 з «всепроникним» фільтром з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{I}_M$ і схеми рис. 1.7, а на основі фільтра, що обіляє, з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}$. Вони

відповідають «поганим» ($p = 3, \rho_1 = 0.99$) (а, б) і «гарним» ($p = 10, \rho_1 = 0.99$) (в, г) АР ПП.

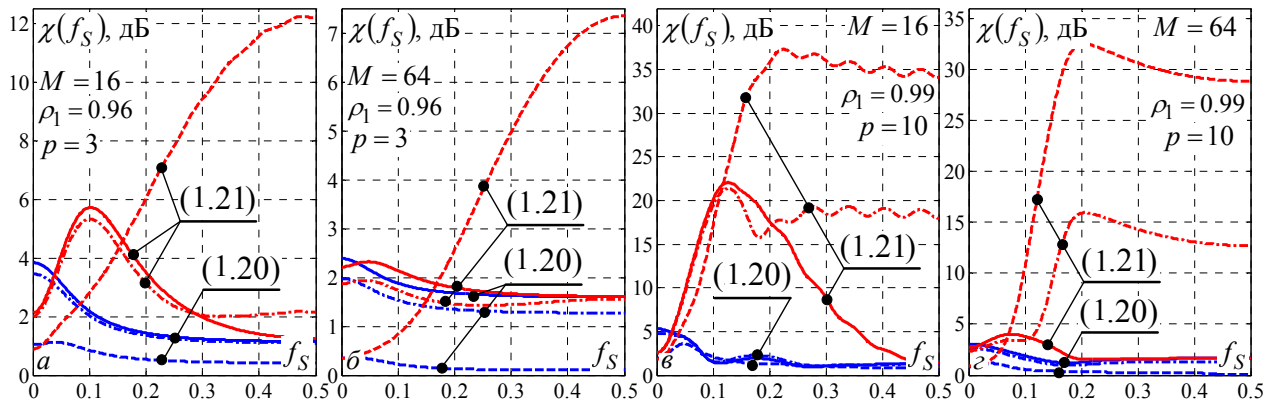


Рисунок 1.16 – Втрати ВСПШ фільтрової МПО ($\eta = 50$ дБ)

Видно, що в околиці сліпої швидкості ($f_S = 0$) втрати фільтрової обробки малі (не перевищують 3 дБ).

У зоні оптимальної швидкості ($f_S = 0.5$) втрати залежать від степеня згладжування бічних пелюсток ЕЧХ накопичувача (чим «сильніше» згладжування, тем менше втрати), тому тут фільтр із розподілом Ханна найбільше робастний. Наведені результати пояснюються ситуацією, що змінилася.

Ситуація №3. Спектр $s_v(f)$ в околиці частоти $f_S \approx 0$ настроювання накопичувача максимальне. При цьому, як випливає из (1.6), (1.22), (1.23)

$$k_w(f, f_S) = k_z(f, f_S) = |\mathbf{x}^*(f) \cdot \mathbf{z}(f_S)|^2, \quad (1.28a)$$

$$P_{S \text{ вих}}(f_S) = \eta_S \cdot k_z(f_S, f_S), \quad (1.28б)$$

$$s_{\text{вих}}(f, f_S) = s(f) \cdot k_z(f, f_S). \quad (1.28в)$$

На рис. 1.17 показані спектри перешкоди $\tilde{s}_{\text{вих}}(f, f_S)$ на виході накопичувачів розміру $M = 64$, настроєних на сліпу (а) і оптимальну (б) швидкості в умовах «поганих» АР ПП ($p = 3, \rho_1 = 0.99, \eta = 50$ дБ).

У цих умовах ЕЧХ фільтра-накопичувача помітно вужче спектра ПП, у зв'язку із чим на виході накопичувачів, настроєних на сліпу швидкість (а), співвідношення потужностей перешкод і корисних сигналів і втрати $\chi(f_S)$ тут близькі до втрат у ситуації №2.

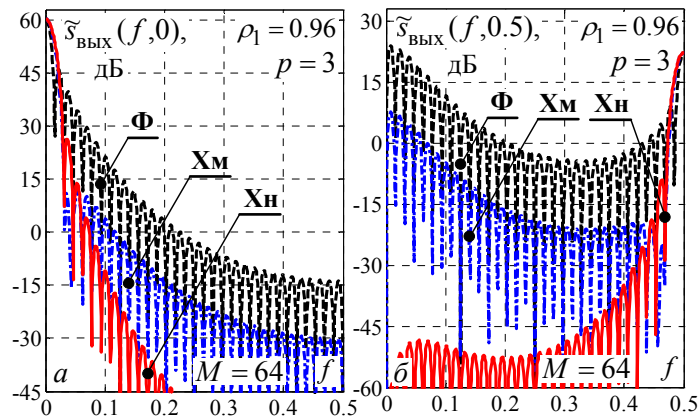


Рисунок 1.17 – Нормовані спектри перешкоди $\tilde{s}_{\text{ВЫХ}}(f, f_S)$ на виході квазіузгодженої схеми МПО ($M = 64$, $p = 3$, $\rho_1 = 0.96$, $\eta = 50$ дБ)

У накопичувачах, налаштованих на оптимальну швидкість (β), співвідношення потужностей корисних сигналів, як впливає із (1.28б), залишається тим же, але площа під кривою спектра $\tilde{s}_{\text{ВЫХ}}(f, f_S)$ на виході незгладженого накопичувача суттєво більше, чим на виходах згладжених через суттєво менший рівень бічних пелюсток ЕЧХ останніх у зоні гребеня спектра перешкоди. У зв'язку із цим втрати $\chi(f_S)$ в незгладженому накопичувачі можуть бути помітно більше, чим у згладжених.

На рис. 1.18 наведені аналогічні залежності, але для «протилежних» умов (АР-10 ПП) $\rho_1 = 0.99$, у яких ширина ЕЧХ накопичувача розміру $M = 16$ більше ширини спектра перешкоди.

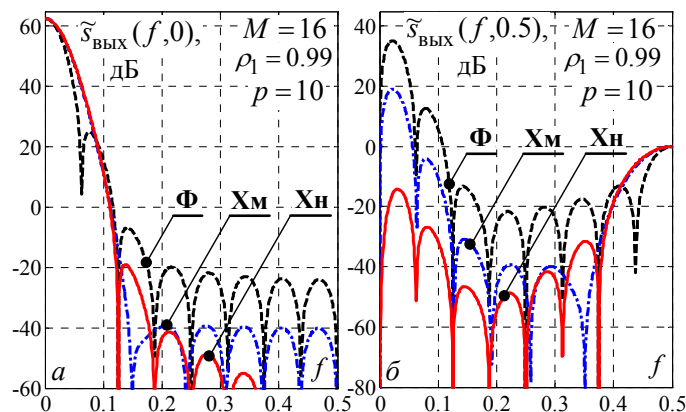


Рисунок 1.18 – Нормовані спектри перешкоди $\tilde{s}_{\text{ВЫХ}}(f, f_S)$ на виході квазіузгодженої схеми МПО ($M = 16$, $p = 10$, $\rho_1 = 0.99$, $\eta = 50$ дБ)

У цьому випадку площа під кривою спектра $\tilde{s}_{\text{вих}}(f, 0)$ (а) слабо залежить від ширини цієї ЕЧХ і, отже, при згладжуванні ІХ потужність перешкоди на виході накопичувача змінюється приблизно так само, як потужність корисного сигналу. Тому втрати критерію $\chi(f_S)$ в околиці сліпої швидкості ($f_S = 0$) тут малі при будь-якій степені згладжування й суттєво менше, чим у значно більш складній базовій структурі (рис. 1.5).

В умовах рис. 1.18, б площа під кривими спектрів перешкоди $\tilde{s}_{\text{вих}}(f, 0.5)$ на виході накопичувачів з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{I}_M$ (рис. 1.8), настроєних на оптимальну швидкість, тем менше, чим сильніше згладжування. Це пов'язане із суттєво меншим рівнем бічних пелюсток відповідних ЕЧХ у зоні $f_S \approx 0$ гребеня спектра перешкоди, що перешкоджають «просочуванню» її спектральних складових на вихід згладженого накопичувача. У структурі рис. 1.7 функцію «перешкоди» виконують фільтри з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}$ (1.20), у зв'язку із чим схема рис. 1.7 у загальному випадку ефективніше схеми рис. 1.8, особливо при відносно малих розмірах пачки M .

На рис. 1.19 в умовах рис. 1.16 показані виграші у ВСПШ $\Delta\mu(f_S)$ (у дБ) системи без повторного відбілення на основі відбілюючого ($zz = M$) (а, в) і квазівідбілюючого ($zz = 8$) (б, г) фільтрів придушення ПП у порівнянні з фільтровою системою при розмірах пачки $M = 8, 16, 32, 64$.

Відзначимо спочатку, що в малій околиці точки $f_S = 0$ (при сліпій швидкості цілі) втрати системи СРЦ рис. 1.7 незначно (до 3 дБ) більше втрат фільтрової СРЦ. Причина цього пов'язана з тим, що відбілення перешкоди, супроводжується втратами корисного сигналу такої цілі. Однак для цілей з відмінними від сліпих радіальними швидкостями система СРЦ без повторного відбілення більш ефективна, і виграш тим більше, чим менше розмір M накопичувача (ширше головна пелюстка його ЕЧХ).

Величина виграшу різна для «поганих» (≈ 10 дБ) і «гарних» (до 33 дБ) ПП, що пов'язане з більш ефективною компенсацією останньої.

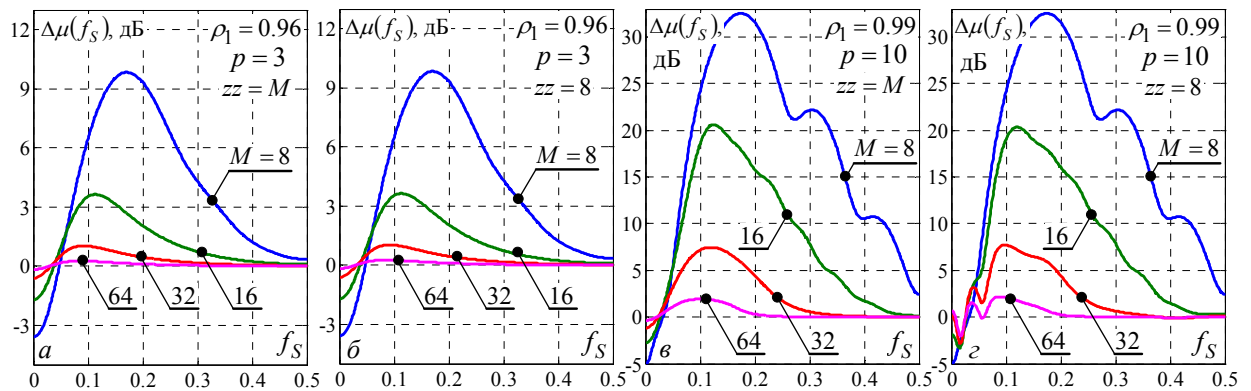


Рисунок 1.19 – Виграші систем СРЦ рис. 1.7 у порівнянні з фільтровою системою СРЦ (рис. 1.8) зі згладжуванням Ханна ІХ накопичувача ($\eta = 50$ дБ)

Виграш зменшується в міру наближення до оптимальної швидкості ($f_s = 0.5$), оскільки зменшується вплив перешкоди, «що просочується» по бічних пелюстках ЕЧХ накопичувача із зони сліпої швидкості. Очевидно, що швидкість зменшення цих виграшів тим нижче, чим «слабкіше» згладжена ІХ накопичувача й при відсутності згладжування може, у принципі, не зменшуватися.

З аналізу результатів рис. 1.19 можна зробити висновок про те, що при «великій» пачці ($M \geq 64$) й «сильному» згладжуванні квазіузгоджена система СРЦ (рис. 1.8) може бути переважніше більш складних структур (рис. 1.7) на основі відбілюючих або квазівідбілюючих фільтрів. Однак при розв'язку цього питання необхідно враховувати наступне.

1. Фільтрова система СРЦ лінійна й має постійні параметри, що не залежать від параметрів вхідних дій. Тому зміна (зокрема, ріст) потужності перешкоди на вході супроводжується таким же ростом її потужності на виході.

Системи СРЦ рис. 1.5 – 1.7 є параметричними. Їх параметри залежать від параметрів вхідних дій. Тому характер зміни потужності перешкоди на вході й виході може різнитися. У цих умовах лінійна фільтрова обробка може бути більш чутливою до зміни потужності перешкоди, чим обробка в параметричних схемах.

Така ситуація показана на рис. 1.20 і рис. 1.21. Тут відтворені умови рис. 1.16, в, г, і рис. 1.19, а, в, але відносна інтенсивність η «гарних» АР ПП збільшена на 20 дБ ($\eta = 70$ дБ).

Видно, що в порівнянні з умовами рис. 1.16, *в, з* втрати в схемі рис. 1.7, *а* з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}$ (1.20) практично не змінилися, тоді як у схемі рис. 1.8 з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{I}_M$ (1.21) вони різко зросли, а разом з ними виріс і виграш (рис. 1.21, *б*) параметричної системи СРЦ.

2. Можливі, однак, умови, при яких ріст потужності перешкоди однаково змінює ефективність як лінійних непараметричних (з постійними параметрами), так і параметричних систем СРЦ. Такі, зокрема, умови рис. 1.16, *а, б* і рис. 1.21, *а* «поганих» АР ПП, у яких втрати при будь-яких $\eta > 50$ дБ залишаються такими ж, як і при $\eta = 50$ дБ, як і виграш (рис. 1.21, *а*) системи СРЦ без повторного відбілення.

3. Відмінності робастності порівнюваних схем МПО до зміни відносної інтенсивності η «поганих» і «гарних» АР ПП легко пояснити, аналізуючи пов'язане із цим зміну спектра (сукупності в.ч. [6–8]) КМ \mathbf{R} суміші внутрішнього шуму й зовнішніх АР ПП.

На рис. 1.22 для різних значень $M = 8, 32, 64, 128$ показані впорядковані по величині в.ч. $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$ (у дБ) матриці \mathbf{R} завадової суміші при $\eta = 50$ дБ і $\eta = 70$ дБ в умовах «поганих» (штрихові криві) і «гарних» (суцільні криві) ПП.

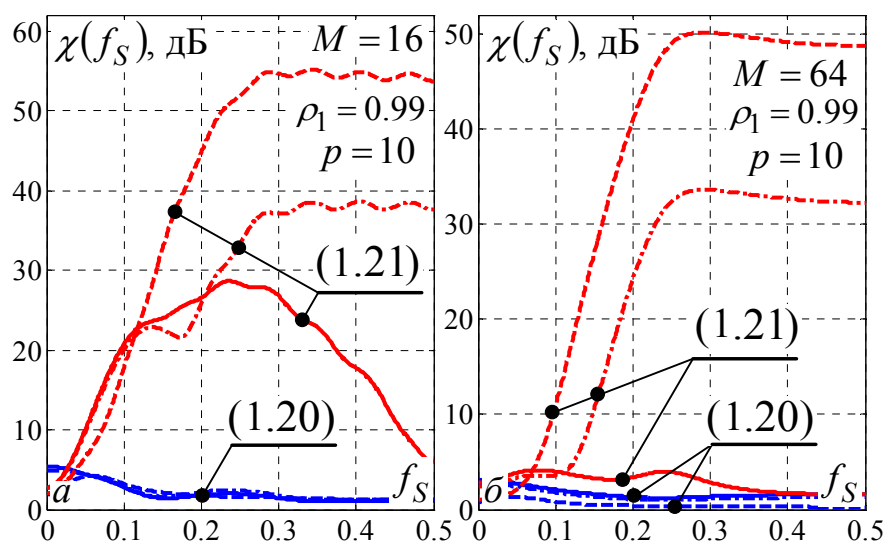


Рисунок 1.20 – Втрати ВСПШ фільтрової МПО (1.21) ($p = 10, \rho_1 = 0.99, \eta = 70$ дБ)

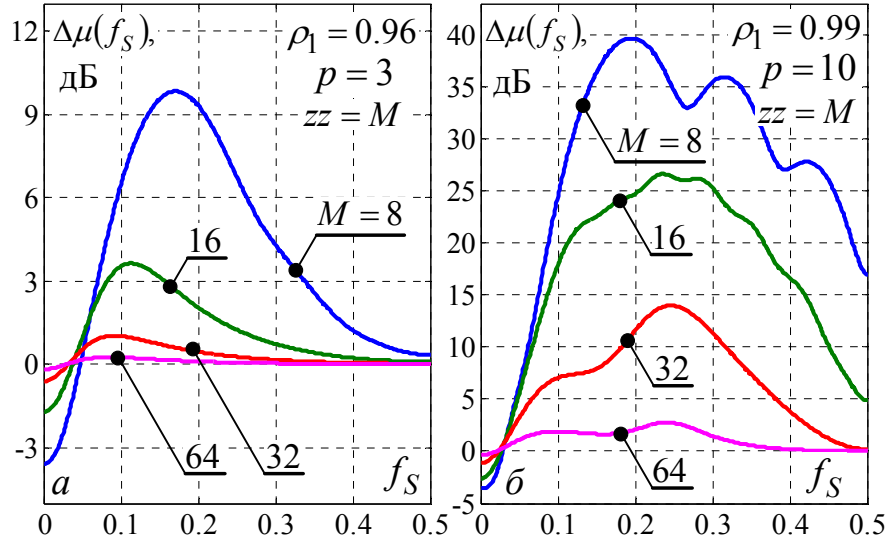


Рисунок 1.21 – Виграші в ВСПШ системи без повторного відбілення на основі у фільтрової системи МПО ($\eta = 70$ дБ)

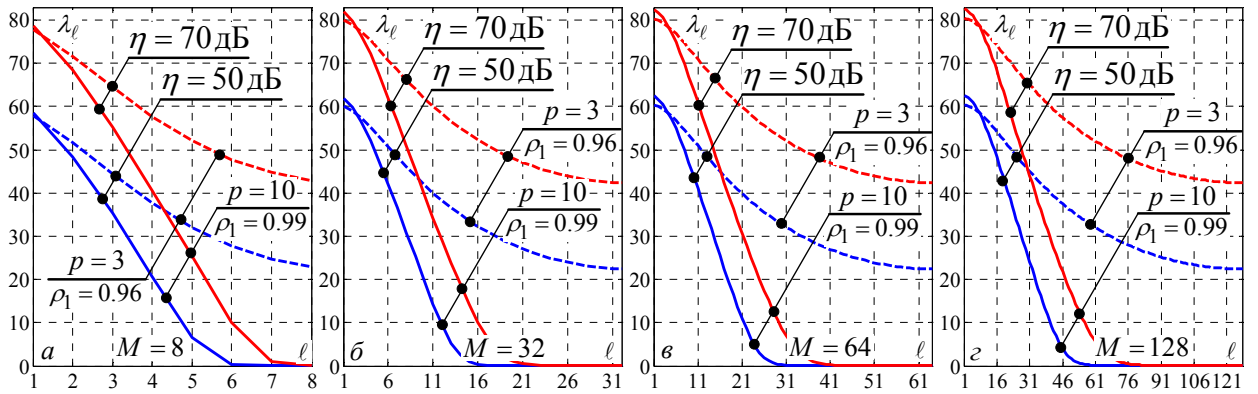


Рисунок 1.22 – Спектри власних чисел КМ АР ПП

Видно, що в умовах «поганих» АР ПП (рис. 1.16, а, б) для всіх в.ч. справедливі наближені нерівності $\lambda_\ell \gg 1$ ($\ell \in 1, M$) в силу яких КМ \mathbf{R} допускає наближене подання

$$\mathbf{R} \approx \eta \cdot \mathbf{\Theta}, \quad \mathbf{\Psi} = \mathbf{R}^{-1} \approx \eta^{-1} \cdot \mathbf{\Theta}^{-1} = \eta^{-1} \cdot \mathbf{\Omega}. \quad (1.29)$$

У цьому випадку при квазіузгодженій обробці ВСПШ (1.11в) дорівнює

$$\mu(f_S) = \frac{\eta_S}{\eta} \cdot \frac{|\mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{z}(f_S)|^2}{\mathbf{z}^*(f_S) \cdot \mathbf{\Theta} \cdot \mathbf{z}(f_S)}, \quad (1.30a)$$

а при оптимальній обробці

$$\mu_{\max}(f_S) = (\eta_S/\eta) \cdot \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{x}(f_S). \quad (3.30б)$$

Відношення цих ВСПШ не залежить від значення η , тому в умовах рис. 1.16, *a, б* втрати (1.30б) для $\eta = 50$ дБ не змінюються при будь-яких $\eta > 50$ дБ.

Для умов рис. 1.16, *в, г* «гарних» АР ПП рівності $\lambda_\ell \approx 1$ справедливі тільки для обмеженого числа $m < M$ в.ч., у зв'язку із чим рівності (1.29), (1.30) незастосовні.

Для оцінки впливу відносної потужності η зовнішніх перешкод у цьому випадку запишемо втрати (1.17) фільтрової обробки (1.21), використовуючи (1.6), (1.11в), (1.13), у вигляді

$$\chi(f_S) = \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}(f_S) \cdot \mathbf{z}^*(f_S) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{z}(f_S) / \left| \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{z}(f_S) \right|^2 = \varphi_1(f_S) \cdot \varphi_2(f_S),$$

$$\varphi_1(f_S) = \frac{\mathbf{z}^*(f_S) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{z}(f_S)}{\mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{x}(f_S)} \cdot \frac{\left| \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{x}(f_S) \right|^2}{\left| \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{z}(f_S) \right|^2}, \quad (1.31a)$$

$$\varphi_2(f_S) = \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}(f_S) \cdot \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{x}(f_S) / \left| \mathbf{x}^*(f_S) \cdot \mathbf{x}(f_S) \right|^2.$$

Визначальну роль у залежності цих втрат від η відіграє поведінка функції $\varphi_2(f_S)$, для якої справедлива нерівність Канторовича [17]

$$\varphi_2(f_S) \leq 4^{-1} \cdot \left(\sqrt{\lambda_1/\lambda_M} + \sqrt{\lambda_M/\lambda_1} \right)^2. \quad (1.31б)$$

Звідси випливає, що верхня границя втрат (1.17) квазіузгодженої обробки рис. 1.8 визначається відношенням максимального λ_1 й мінімального λ_M в.ч. матриці \mathbf{R} .

Для «поганих» АР ПП це відношення, як видно з рис. 1.22, рис. 1.21, *a*, з ростом η не змінюється, у зв'язку із чим верхня межа втрат (1.17) квазіузгодженої обробки при $\eta > 50$ дБ така ж, як і при $\eta = 50$ дБ.

В умовах «гарних» АР ПП перехід від $\eta = 50$ дБ до $\eta = 70$ дБ на стільки ж (у дБ) збільшив максимальне в.ч. λ_1 , але практично не змінив мінімальне в.ч. λ_M . Для таких АР ПП верхня межа (1.31) втрат (1.17) збільшується (у дБ) на стільки ж, на скільки збільшилося значення η , що й пояснює результати рис. 1.20.

Таким чином, вибір найпростішої фільтрової системи СРЦ (рис. 1.8) може бути обґрунтованим в умовах «поганих» ПП і доступності когерентних пачок корисних сигналів такого розміру M , при якому ширина ЕЧХ когерентного накопичувача суттєво менше ширини спектра цих перешкод. Для більшості багаторежимних оглядових РЛС і пачок порівняно невеликого розміру $M \leq 32$ потенційно більш ефективні й універсальні системи СРЦ рис. 1.7 на основі відбілюючих (квазівідбілюючих) фільтрів придушення перешкод, які серед розглянутих параметричних систем СРЦ найбільше робастні до згладжування ІХ накопичувача.

Наведені кількісні оцінки ефективності й робастності до згладжування розглянутих КО систем МПО характеризують їх граничні можливості в гіпотетичній ситуації відомих статистичних характеристик (КМ) вхідних дій. У реальній «адаптивній» ситуації визначальну роль відіграє робастність їх адаптивних різновидів до неминучої скінченності об'єму навчаючої вибірки перешкод, доступної для формування оцінок їх апріорі невідомих параметрів.

Для рекомендованої системи СРЦ (рис. 1.7) це завдання вирішується нижче в математичному експерименті. Також проводяться її напівнатурні дослідження й порівняння з фільтровою системою СРЦ однієї з діючих РЛС із використанням записів реальних відбиттів.

1.4 Решітчасті структури відбілюючих (квазівідбілюючих) та обертаючих (квазіобертаючих) фільтрів

1.4.1 Перші решітчасті фільтри (РФ) були запропоновані Д.П. Бергом [28] для спектрального аналізу стаціонарних часових рядів (дискретних випадкових процесів з теплоцевими КМ). У них реалізовувався “швидкий” алгоритм Н. Левінсона обертання симетричних теплоцевих матриць на основі одночасного відшукання їх верхне-нижнього й нижне-верхнього трикутних розкладань (рис. 1.23), що забезпечувало важливі практичні переваги в порівнянні з їх роздільним

відшуканням. Протягом ряду наступних років область їх використання обмежувалася системами тільки з такими КМ при розв’язанні задач розпізнавання мови, геофізики, радіоастрономії й ін. Вона стала розширюватися після того, як авторами був отриманий “узагальнений алгоритм Левінсона” (УАЛ), який розв’язував ту ж задачу, що й класичний алгоритм Левінсона, але для довільних дійсних і комплексних КМ. Узагальнена факторизація Левінсона (УФЛ) для $M \times M$ ермітової матриці $\mathbf{R} = \{\varphi_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M$ – це факторизоване подання

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{N}^* \end{bmatrix} = \mathbf{D}_M \cdot \mathbf{D}_{M-1} \cdots \mathbf{D}_3 \cdot \mathbf{D}_2 \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{S}_1 \quad (1.32)$$

$2 \cdot M \times M$ матриці \mathbf{W}_1 , утвореної $M \times M$ нижньою (\mathbf{H}) і $M \times M$ верхньою (\mathbf{N}^*) трикутними матрицями розкладання Холецького матриці (рис. 1.23)

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{R}^{-1} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^*. \quad (1.33)$$

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

Рисунок 1.23 – Трикутні верхнє-нижнє й нижнє-верхнє розкладання ермітової додатно визначеної матриці $\mathbf{\Psi}$

УФЛ (1.32) утворена діагональною $M \times M$ матрицею $\mathbf{S}_1 = \text{diag}\{s_1(\ell)\}_{\ell=1}^M$, $2 \cdot M \times M$ матрицею “роздвоєння” $\mathbf{V} = \mathbf{I}_N \otimes [1, 1]^T$ (\otimes – символ кронекерівського перемноження [6–8]) і $2 \cdot M \times 2 \cdot M$ блочно-діагональними матрицями виду

$$\mathbf{D}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{i-1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathfrak{E}_{ni} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{i-1} \end{bmatrix}, \quad \mathfrak{E}_{ni} = \mathbf{S}_i \cdot \mathfrak{E}_i, \quad \mathfrak{E}_i = \text{diag}[\mathfrak{e}_i(\ell)]_{\ell=1}^{M+1-i}, \quad \mathfrak{e}_i(\ell) = \begin{bmatrix} \alpha_i(\ell) & 1 \\ 1 & \alpha_i^*(\ell) \end{bmatrix}, \quad (1.34)$$

$$\mathbf{S}_i = \text{diag}[\mathbf{s}_i(\ell)]_{\ell=1}^{M_i} \otimes \mathbf{I}_2, \quad i \in 2, M; \quad \ell \in 1, M+1-i.$$

На рис. 1.24, *a* показаний приклад $M = 4$ – входового РФ із 8×4 МІХ \mathbf{W}_1 (1.32), а на рис. 1.24, *б* – “дзеркальний” йому $2 \cdot M = 8$ – входовий РФ із 4×8 МІХ

$$\mathbf{W}_2 = \mathbf{W}_1^* = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{N} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_1 \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{D}_2^* \cdot \mathbf{D}_3^* \cdots \mathbf{D}_{N-1}^* \cdot \mathbf{D}_N^*. \quad (1.35)$$

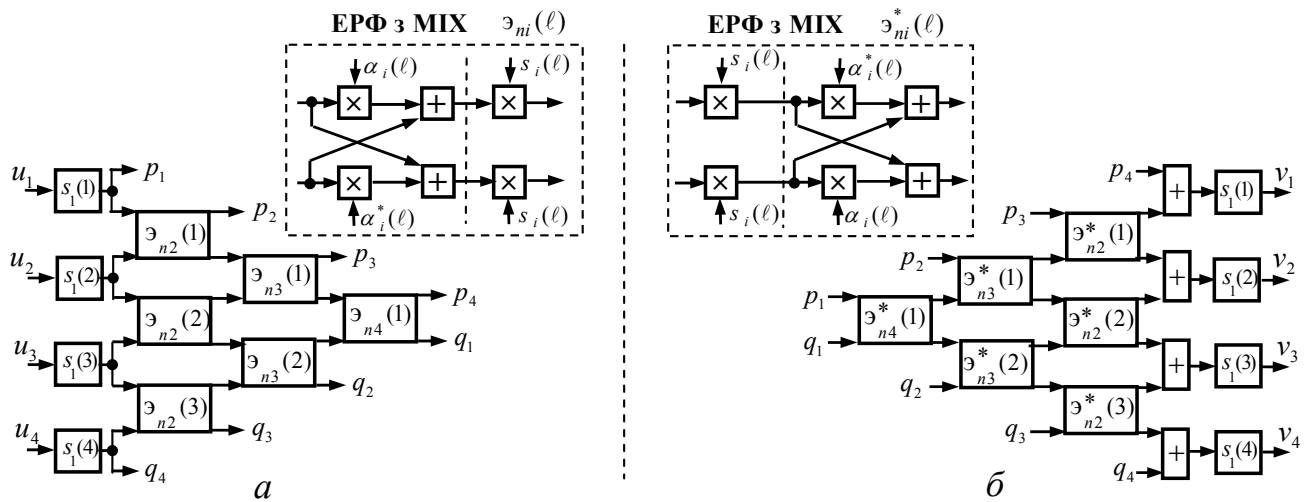


Рисунок 1.24 – Решітчасті фільтри з MIX (1.32) (а) і MIX (1.35) (б)

Вони будуються з набору показаних у штрихових рамках "елементарних РФ" (ЕРФ) – двохвходових вагових суматорів з перехресними зв'язками з MIX $\vartheta_{ni}(\ell)$ (1.34) і $\vartheta_{ni}^*(\ell)$. Число ЕРФ послідовно по ступенях зменшується на одиницю в першому (а) і збільшується в другому (б) фільтрах.

1.4.2 Перший РФ перетворює довільний M – вимірний випадковий вектор $\mathbf{u} = \{u_\ell\}_{\ell=1}^M$ в $2 \cdot M$ – вимірний вектор $\mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{u} = [\mathbf{p}^*, \mathbf{q}^*]^*$ з M – вимірними під векторами

$$\mathbf{p} = \{p_\ell\}_{\ell=1}^M = \mathbf{H} \cdot \mathbf{u}, \quad \mathbf{q} = \{q_\ell\}_{\ell=1}^M = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{u}. \quad (1.36)$$

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

$$s_1^2(\ell) \cdot \overline{|u_\ell|^2} = s_1^2(\ell) \cdot \varphi_{\ell\ell} = 1, \quad \ell \in 1, M, \quad (1.37)$$

а параметри $\alpha_i(\ell)$ – взаємно декорелювати процеси на виходах і регульованих входах відповідних ЕРФ, а $s_i(\ell)$ ($i \in 2, M$) – нормувати до одиниці їх вихідні потужності, то $M \times M$ блоки \mathbf{H} й \mathbf{N}^* підсумкової MIX \mathbf{W}_1 задовольнять рівностям (1.32), то РФ рис. 1.24, а об'єднає два відбілюючих фільтри.

З'єднання РФ рис. 1.24, б із РФ рис. 1.24, а утворить обертаючий РФ (рис. 1.25) із результуючою MIX

$$\mathbf{W}_2 \cdot \mathbf{W}_1 = \mathbf{W}_1^* \cdot \mathbf{W}_1 = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} + \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^* = 2 \cdot \mathbf{\Psi} . \quad (1.38)$$

$$\mathbf{W}_2 \cdot \mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_b^* & 0 \\ 0 & \mathbf{N}_b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_b & 0 \\ 0 & \mathbf{N}_b^* \end{bmatrix} = 2 \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{\Psi}_b^0 \\ 0 \end{bmatrix} ,$$

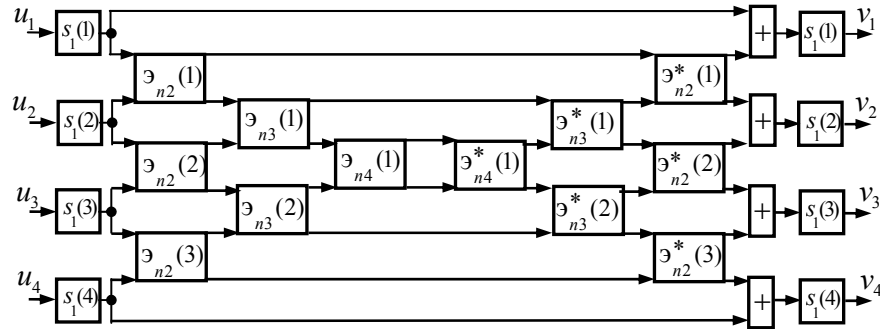


Рисунок 1.25 – Обертаючий РФ

Такий обертаючий фільтр умовно показаний на рис. 1.26, а. Їх з'єднання залишається обертаючим фільтром (з МІХ $\mathbf{\Psi}$), якщо з'єднувати тільки \mathbf{p} (рис. 1.26, б) або тільки \mathbf{q} (рис. 1.26, в) виходи першого й входи другого РФ.

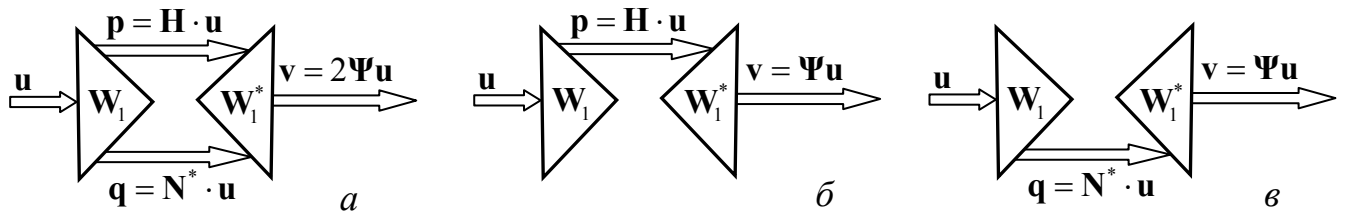


Рисунок 1.26 – Обертаючі решітчасті фільтри

1.4.3 При побудові квазівідбілюючих та квазіобертаючих фільтрів у якості матриці, оберненої до КМ, використовується стрічкова ермітова $M \times M$ матриця

$$\hat{\mathbf{\Psi}} = \hat{\mathbf{\Psi}}_b = \hat{\mathbf{H}}_b^* \cdot \hat{\mathbf{H}}_b = \hat{\mathbf{N}}_b \cdot \hat{\mathbf{N}}_b^* , \quad (1.39)$$

співмножники якої – стрічкові трикутні $M \times M$ матриці с шириною стрічки $m \leq M$ (рис. 1.27).

На рис. 1.27 затемненими діагональними смугами виділені ненульові елементи відповідних діагоналей розглянутих матриць.

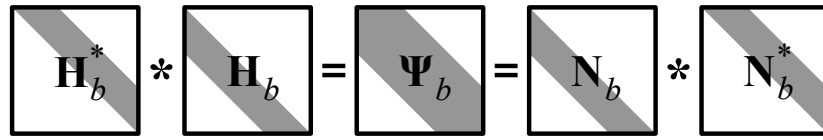


Рисунок 1.27 – Трикутні верхне-нижнє й нижне-верхнє розкладання ермітової стрічкової матриці Ψ_b

На рис. 1.28, а показаний $M = 8$ – входовий РФ зі стрічковою $2 \cdot M \times M$ МІХ \mathbf{W}_{1b} , утвореною $M \times M$ трикутними стрічковими нижньою (\mathbf{H}_b) й верхньою (\mathbf{N}_b^*) МІХ із шириною стрічки zz , яка дорівнює числу використовуваних ступенів РФ. Нижнім індексом тут зазначений номер ступеня, а в дужках – номер ЕРФ із МІХ $\varepsilon_{ni}(\ell)$ (1.34) у цьому ступені. “Дзеркальний” $2 \cdot M = 16$ – входовий РФ із $M \times 2 \cdot M$ МІХ \mathbf{W}_{1b}^* із $M \times M$ трикутних стрічкових верхньою (\mathbf{H}_b^*) й нижньою (\mathbf{N}_b) МІХ з тією же шириною стрічки показаний на рис. 1.28, б.

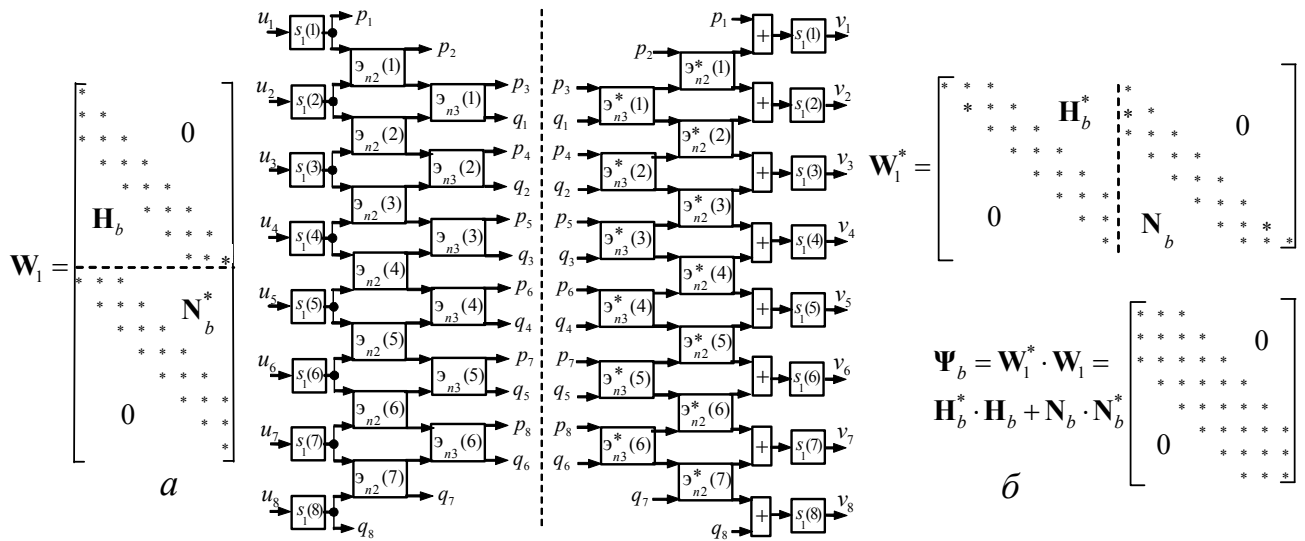


Рисунок 1.28 – Решітчасті квазіобертаючі та квазівідбляючі фільтри зі стрічковою МІХ

У взаємній відповідності цих МІХ і схем РФ (рис. 1.28) легко переконатися, простежуючи по них кількість і розташування компонентів вхідного вектора, комбінація яких формує відповідний компонент вихідного. Так, у РФ (рис. 1.28, а) компоненти p_k ($k \in 3, M$) вихідного вектора (p – компоненти), починаючи із третьою, утворені комбінацією тільки k -й (u_k) і двох "попередніх" компонент u_{k-2}, u_{k-1} вхідного вектора, що й повинне бути при нижній трикутній стрічкової

МІХ \mathbf{H} із шириною стрічки $zz=3$ в (1.36). Точно так само компоненти q_k ($k \in 1, M-2$) вихідного вектора (q – компоненти), крім двох останніх, утворені комбінацією тільки k -ою (u_k) і двох "наступних" компонент u_{k+1} , u_{k+2} вхідного вектора, що й повинне бути при верхній трикутній стрічковій МІХ \mathbf{N}^* із шириною стрічки $zz=3$ в (1.36).

Якщо параметри ЕРФ відповідають вимогам 1.4.2, то РФ (рис. 1.29, а) поєднує два квазівідбілюючих фільтра. Показане на рис. 1.29 об'єднання обох РФ (рис. 1.28) породжує квазіобертаючі фільтри із симетричною стрічковою МІХ із шириною стрічки $z=2 \cdot zz-1$, у чому легко переконатися тим же способом.

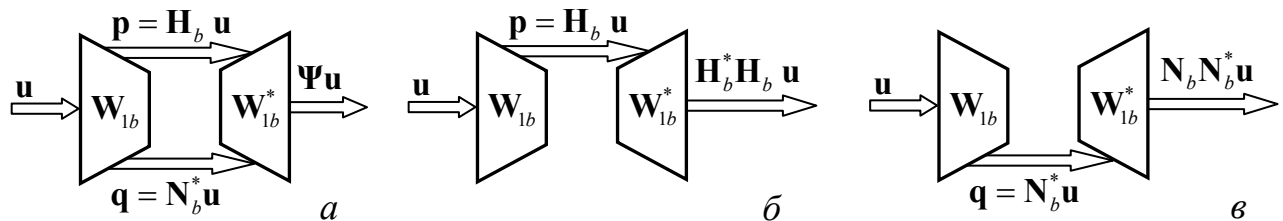


Рисунок 1.29 – Квазіобертаючі фільтри на основі квазівідбілюючих РФ

1.4.4 Персиметрія КМ (симетрія елементів матриці щодо побічної діагоналі) породжує апріорну рівність параметрів

$$s_1(\ell) = s_1(M+1-\ell), \quad \ell \in 1, M, \quad \varepsilon_{ni}(\ell) = \varepsilon_{ni}(M_i+1-\ell), \quad i \in 2, M; \quad \ell \in 1, M_i; \quad M_i = M+1-i. \quad (1.40)$$

ЕРФ i -го ($i \in 1, M$) ступеню, симетричних щодо центрального.

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

$$\mathbf{S}_1 = s_1 \mathbf{I}_M, \quad \varepsilon_{ni} = \mathbf{I}_{M_i} \otimes \varepsilon_{ni}(1), \quad i \in 2, M; \quad M_i = M+1-i, \quad (1.41)$$

що означає однаковість параметрів всіх ЕРФ кожного ступеня РФ:

$$s_1(\ell) = s_1(1) = s_1, \quad \ell \in 1, M; \quad \alpha_i(\ell) = \alpha_i(1) = \alpha_i, \quad s_i(\ell) = s_i(1) = s_i, \quad i \in 2, M. \quad (1.42)$$

При цьому подання (1.32), (1.35) переходять у класичну факторизацію Н. Левінсона, що пояснює їх назву (УФЛ) для матриць загального виду.

Якщо, крім того, тьоплицева КМ є КМ дискретного процесу авторегресії] порядку $p < N$, то УФЛ (РФ) "коротшає":

$$\alpha_i = 0, \quad s_i = 1 \quad \text{для усіх } i > p+1. \quad (1.43)$$

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

1.5 Адаптивні системи МПО на основі адаптивних решітчастих фільтрів для виявлення БПЛА

1.5.1 Узагальнена структура адаптивної системи МПО сигналів на основі АРФ для виявлення БПЛА

Для виявлення БПЛА пропонується узагальнена структура адаптивної системи міжперіодної обробки сигналів на тлі пасивних завад (ПЗ) на основі адаптивного решітчастого фільтру (АРФ), яка наведена на рис. 1.30.

Вона включена на виході системи внутрішньоперіодної обробки (ВПО) імпульсів пачки корисного сигналу (їх узгодженої (квазіузгодженої) фільтрації) після системи просторової обробки (ПО). Вихідні сигнали системи ВПО подаються в зсувний регістр, який виконує функції блоку пам'яті – лінії затримки з M відводами (по розміру пачки, що обробляється) через часові інтервали, узгоджені з інтервалами зондування РЛС.

У сталому режимі на його виходах формується зображена стрічкою шириною M та довжиною KK матриця даних $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_t]_{t=1}^{KK}$, $\mathbf{u}_t = [u_\ell^{(t)}]_{\ell=1}^M$ з KK елементів розділення (моментів часу), що складається з M – вимірних незалежних векторів комплексних амплітуд відбиттів з KK суміжних елементів дальності зони відповідальності.

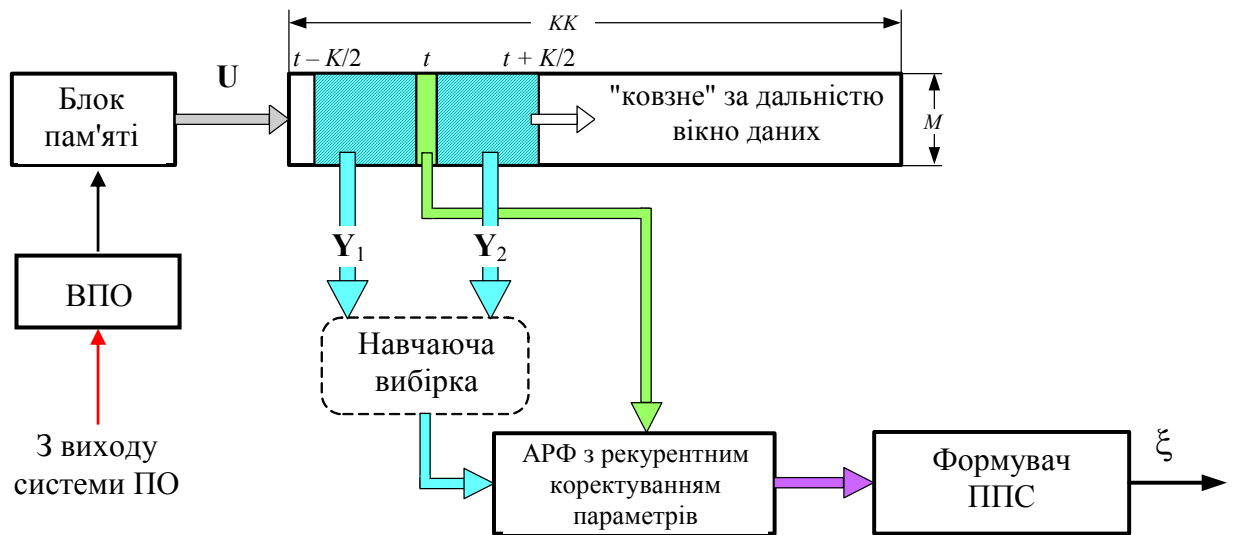


Рисунок 1.30 – Система МПО сигналів на тлі ПЗ на базі АРФ

Компонентами векторів \mathbf{u}_t є суміщені за часом комплексної амплітуди відбиттів t -го елементу дальності (моменту часу) з M суміжних інтервалів зондування для кожного азимутального напрямку огляду.

Обробка полягає в перевірці гіпотези про наявність або відсутність корисного сигналу від точкової цілі в "сигнальному" векторі \mathbf{u}_t кожного моменту часу $t \in 1, KK$, показаного зеленою стрілкою на рис. 1.30. Задача розв'язується сумісною обробкою "сигнального" вектору \mathbf{u}_t та навчаючої вибірки завад \mathbf{Y} , створеної $K/2$ векторами матриці даних, що передують сигнальному вектору \mathbf{u}_t (позначені $\mathbf{Y}_1 = [\mathbf{y}_i^{(1)}]_{i=1}^{K/2}$) та $K/2$ векторів цієї матриці, що слідують за ним (позначені $\mathbf{Y}_2 = [\mathbf{y}_i^{(2)}]_{i=1}^{K/2}$). Підсумкова вибірка векторів з "ковзного" вікна в кожний момент часу обробляється наступним чином.

1. Шляхом рекурентного коректування навчаючої вибірки попереднього елементу дистанції формується навчаюча вибірка чергового елементу (моменту часу). Механізм такого коректування наводиться нижче.

2. По цим коректуючим векторам далі оновлюються параметри АРФ. Алгоритм оновлення є унікальним (принципово відрізняється від відомих алгоритмів того ж призначення) і наводиться далі. Оновлені лише по $k = 4$

векторам параметри АРФ співпадають з їх оцінками максимальної правдоподібності (МП оцінками), які давало би їх рекурентне формування по $K > k$ вибіркам.

3. "Сигнальний" M –вимірний вектор \mathbf{u}_{t+1} в АРФ з оновленими параметрами перетворюється у M –вимірний вектор

$$\mathbf{p}_{t+1} = \left[p_m^{(t+1)} \right]_{m=1}^M = \hat{\mathbf{H}}_b(zz) \cdot \mathbf{u}_{t+1}, \quad (1.44)$$

де $\hat{\mathbf{H}}_b(zz)$ – нижня трикутна стрічкова (*band*) матрична імпульсна характеристика (1.39) "оновленого" $zz < M$ –вимірною АРФ. Перетворення (1.44) мінімізує та фіксує на заданому рівні потужність ПЗ на виходах АРФ.

4. Компоненти вектору (1.44) надходять до формувача передпорогових статистик (ППС). Передбачені два різновиди ППС – з некогерентним та когерентним накопиченням корисного сигналу.

У першому випадку ППС має вигляд

$$\xi_{t+1} = \frac{1}{M} \cdot \mathbf{p}_{t+1}^* \cdot \mathbf{p}_{t+1} = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M \left| p_m^{(t+1)} \right|^2, \quad (1.45)$$

а в другому – наступний вигляд:

$$\xi_{t+1}(f_m) = \left| \mathbf{x}^*(f_m) \cdot \mathbf{p}_{t+1} \right|^2, \quad m \in 1, M, \quad (1.46)$$

де $\mathbf{x}(f_m)$ – імпульсна характеристика (ІХ) m -го накопичувача корисного сигналу з нормованим доплерівським зсувом частоти f_m , $m \in 1, M$.

5. Сформовані ППС порівнюються з порогом. При перевершенні ППС рівня порогу приймається рішення про наявність сигналу у відповідному елементі дальності. У протилежному випадку приймається рішення про його відсутність.

Нижче наводяться рекурентні комбіновані алгоритми (РКА) $k = 4$ – рангової модифікації (оновлення) параметрів АРФ – головного елементу запропонованої системи захисту від ПЗ, а також деякі попередні результати їх випробувань.

1.5.2 Рекурентний комбінований алгоритм $k = 4$ рангового оновлення параметрів паралельного АРФ

Наводяться 2 типи комбінованих алгоритмів. Перший придатний для використання як у системах міжперіодної (часової) обробки (МПО) сигналів на тлі ПЗ, так і в системах просторової (міжканальної) обробки (ПО) сигналів на тлі шумових завад. Другий призначено саме для систем МПО імпульсних РЛС із довільними законами зондування. Кожний із них реалізується на уніфікованій структурно-алгоритмічній основі адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ).

1.5.2.1 Призначення алгоритму

Алгоритм призначений для перетворення "старих" параметрів АРФ, що відповідають t -му ($t \in 1, KK - 1$) елементу дальності (моменту часу), у "нові" параметри, що відповідають наступному $(t + 1)$ -му її елементу дальності.

Існує в двох формах – паралельній та послідовній. Перша забезпечує рекурентне перетворення параметрів паралельного АРФ, приклад якого для $M = 4$ наведено на рис. 1.31. *а, б*.

Він побудований з однакових за структурою "елементарних решітчастих фільтрів (ЕРФ)" (*б*) з параметрами

$$\mathbf{\alpha} = [\alpha_{ij}]_{i=1, j=1}^{M-1, zz}, \quad \mathbf{\beta} = [\beta_{ij}]_{i=1, j=1}^{M-1, zz}, \quad \beta_{ij} = \alpha_{ij}^*, \quad \mathbf{s} = [s_{ij}]_{i, j=1}^M = \mathbf{c} = [c_{ij}]_{i, j=1}^M. \quad (1.47)$$

Для скорочення далі параметри $\beta_{ij} = \alpha_{ij}^*$ зуться частинними кореляціями (ч.к.), а $s_{ij} = c_{ij}$ – коефіцієнтами нормування (к.н.). Саме ці параметри підлягають оновленню при переході до чергового елементу розділення за дальністю.

Друга форма РКА забезпечує перетворення параметрів послідовного АРФ, приклад якого для $M = 4$ наведено на рис. 1.32.

Він побудований із таких же ЕРФ (рис. 1.31, *б*), параметри яких підлягають аналогічному оновленню.

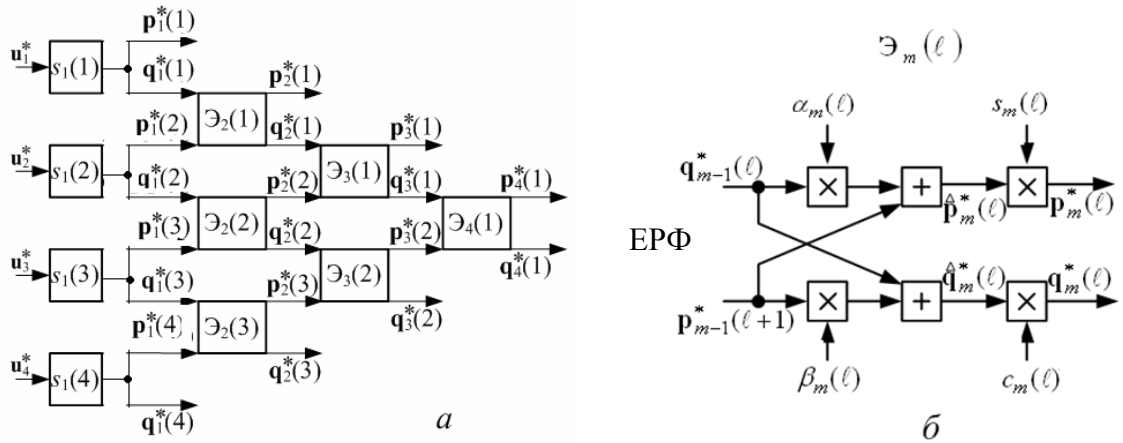


Рисунок 1.31 – Паралельний АРФ (а) та утворюючі його ЕРФ (б)

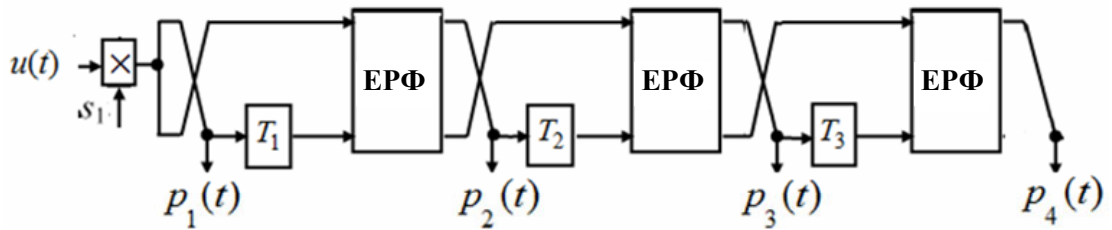


Рисунок 1.32 – Послідовний АРФ

Паралельна структура рис. 1.31 універсальна – придатна для використання як в адаптивних системах МПО сигналів на тлі ПЗ, так і в системах їх просторової обробки на тлі зовнішніх шумових завад. У першому випадку її входи підключені до "відводів" блоку пам'яті системи МПО (рис. 1.30). у другому – до виходів M просторових каналів приймання (антен).

Послідовна структура рис. 1.32 більш проста і розроблена спеціально для систем МПО сигналів на тлі ПЗ. Вона впливає з першої форми, з якої почнемо.

1.5.2.2 Вхідні дані РКА оновлення параметрів паралельного АРФ

Вхідними даними АРФ для $(t + 1)$ -го моменту часу (елементу дальності, рис. 1.30) є коректуюча вибірка M – вимірних векторів, структура якої пояснюється рис. 1.33.

Тут на верхній діаграмі умовно показані M – вимірні вектори вхідної вибірки даних на момент часу $t = t_n$. На наявність сигналу в ній перевіряється центральний ("сигнальний") чорний вектор. Показані штриховими стрілками (у даному прикладі – по одному з кожної сторони) вектори, що примикають до "сигнального", також вважаються "сигнальними" і в навчаючу вибірку завод не входять. "Завадова" вибірка складається з усіх останніх векторів.

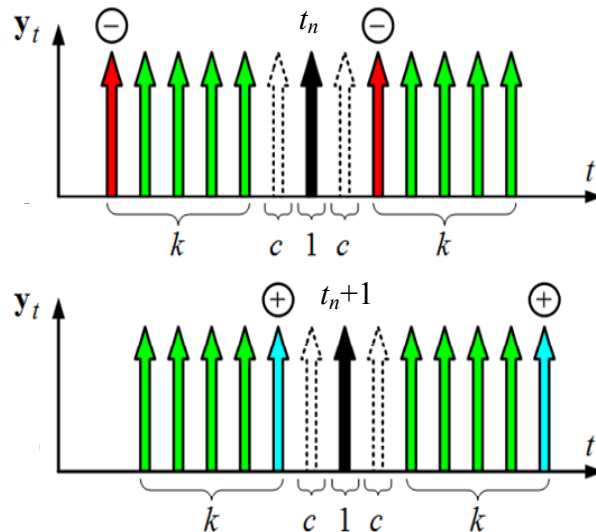


Рисунок 1.33 – Пояснення структури модифікуючих векторів

На нижній діаграмі показана вхідна вибірка для наступного елементу розділення за дальністю (рис. 1.30). "Сигнальному" чорному вектору, що перевіряється на наявність сигналу, тут відповідає момент часу $t = t_n + 1$. "Сигнальними" вважаються також показані штриховими стрілками вектори, що примикають до нього і не включаються в навчаючу вибірку ПЗ. "Нова" завадова вибірка для моменту $t = t_n + 1$ складається із зелених векторів старої вибірки, а також із двох "нових" векторів, показаних голубим кольором зі знаками "плюс" над ними. З "нової" вибірки виключаються червоні вектори "старої" вибірки зі знаками "мінус" над ними.

Таким чином, коректуюча матриця завод для моменту $t = t_n + 1$, по якій оновлюються параметри АРФ, має вигляд

$$\mathbf{F} = [\varphi_{\ell i}]_{\ell=1, i=1}^{M \times 4} = [\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{f}_3, \mathbf{f}_4] \cdot \mathbf{\Lambda}, \quad \mathbf{f}_i = \{\varphi_{\ell i}\}_{\ell=1}^M, \quad i \in 1, 4,$$

$$\mathbf{f}_1 = \mathbf{y}_{t_n-c-k}; \quad \mathbf{f}_2 = \mathbf{y}_{t_n-c}; \quad \mathbf{f}_3 = \mathbf{y}_{t_n+c+1}; \quad \mathbf{f}_4 = \mathbf{y}_{t_n+c+k+1}, \quad (1.48)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

тобто складається з 4-х взаємно незалежних векторів матриці даних із відповідними знаками, що враховуються діагональною матрицею $\mathbf{\Lambda}$.

1.5.2.3 РКА оновлення параметрів паралельного АРФ

Рекурентний комбінований алгоритм перетворює відомі „старі” параметри АРФ

$$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_{ij}]_{i=1, j=1}^{M-1 \times \text{zz}}, \quad \boldsymbol{\beta} = [\beta_{ij}]_{i=1, j=1}^{M-1 \times \text{zz}}, \quad \beta_{ij} = \alpha_{ij}^*, \quad \mathbf{s} = [s_{ij}]_{i, j=1}^M = \mathbf{c} = [c_{ij}]_{i, j=1}^M. \quad (1.49)$$

для моменту часу $t = t_n$ у „нові” параметри

$$\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = [\tilde{\alpha}_{ij}]_{i=1, j=1}^{M-1 \times \text{zz}}, \quad \tilde{\boldsymbol{\beta}} = [\tilde{\beta}_{ij}]_{i=1, j=1}^{M-1 \times \text{zz}}, \quad \tilde{\beta}_{ij} = \tilde{\alpha}_{ij}^*, \quad \tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}_{ij}]_{i, j=1}^M = \tilde{\mathbf{c}} = [\tilde{c}_{ij}]_{i, j=1}^M. \quad (1.50)$$

для моменту часу $t = t_n + 1$.

„Нові” параметри для цього моменту стають відомими „старими” параметрами для наступного моменту.

Алгоритм складається з етапів ініціалізації та оновлення параметрів АРФ.

На етапі ініціалізації відомі значення "старих" коефіцієнтів нормування (к.н.) $s_1(\ell)$ першого ступеня АРФ перетворюються в “нові” параметри $\tilde{s}_1(\ell)$. Крім того, формуються $k = 4$ – вимірні початкові рядки $\mathbf{t}_1^*(\ell) = \mathbf{g}_1^*(\ell)$ „старого” послідовного АРФ та $k = 4$ – вимірні початкові рядки $\mathbf{p}_1^*(\ell) = \mathbf{q}_1^*(\ell)$ "нового" послідовного АРФ. Саме одночасна наявність "старого" та "нового" послідовних АРФ пояснює походження терміну "комбінований" у назві алгоритму.

Указані задачі ініціалізації для ℓ -го ($\ell \in 1, M$) входу АРФ (рис. 1.2) виконуються обробкою ℓ -го рядка

$$\mathbf{F}_\ell^* = [f_\ell^{(1)}, f_\ell^{(2)}, f_\ell^{(3)}, f_\ell^{(4)}], \quad \ell \in 1, M, \quad (1.51)$$

що створений із ℓ -х елементів $f_\ell^{(i)}$ векторів \mathbf{f}_i коректувальної матриці \mathbf{F} (1.50).

Алгоритм ініціалізації для моменту $t = t_n + 1$ наведено в табл. 1.2.

Він ілюструється схемою на рис. 1.34. Через τ та зірочку (*) позначені затримка на інтервал дискретизації та перетворення комплексного рядку в комплексно спряжений стовпець. Той же вигляд має ця схема для кожного з M його каналів.

Таблиця 1.2. Алгоритм ініціалізації ℓ -го каналу паралельного АРФ

№	Операція	Коментар
1	для $\ell \in 1, M$ виконати	цикл по к.н. першого ступеню АРФ
2	$\mathbf{aux} = \mathbf{F}_\ell^* \cdot \Delta;$	допоміжний $k = 4$ – вимірний рядок
3	$\mathbf{t}_1^*(\ell) = s_1(\ell) \cdot \mathbf{aux};$ $\mathbf{g}_1^*(\ell) = \mathbf{t}_1^*(\ell);$	нормування \mathbf{aux} "старим" к.н.
4	$\tilde{\varphi}_{\ell\ell} = \varphi_{\ell\ell} + \mathbf{aux} \cdot \mathbf{F}_\ell$	нова оцінка потужності
5	$\tilde{s}_1(\ell) = 1/\sqrt{\tilde{\varphi}_{\ell\ell}};$	„новий” к.н. першої ступені
6	$v_1(\ell) = s_1(\ell) \cdot \varphi_{\ell\ell} \cdot \tilde{s}_1(\ell), \quad r_1(\ell) = v_1(\ell);$	важливі допоміжні скаляри
7	$\mathbf{p}_1^*(\ell) = \tilde{s}_1(\ell) \cdot \mathbf{F}_\ell^*;$ $\mathbf{q}_1^*(\ell) = \mathbf{p}_1^*(\ell)$	вхідні рядки "нового" АРФ
8	$\Phi_{\ell\ell} = \tilde{\varphi}_{\ell\ell}$	потужність для наступного моменту
9	$s_1(\ell) = \tilde{s}_1(\ell)$	к.н. для наступного моменту
10	Закрити цикл по $\ell \in 1, M$	Ініціалізацію закінчено

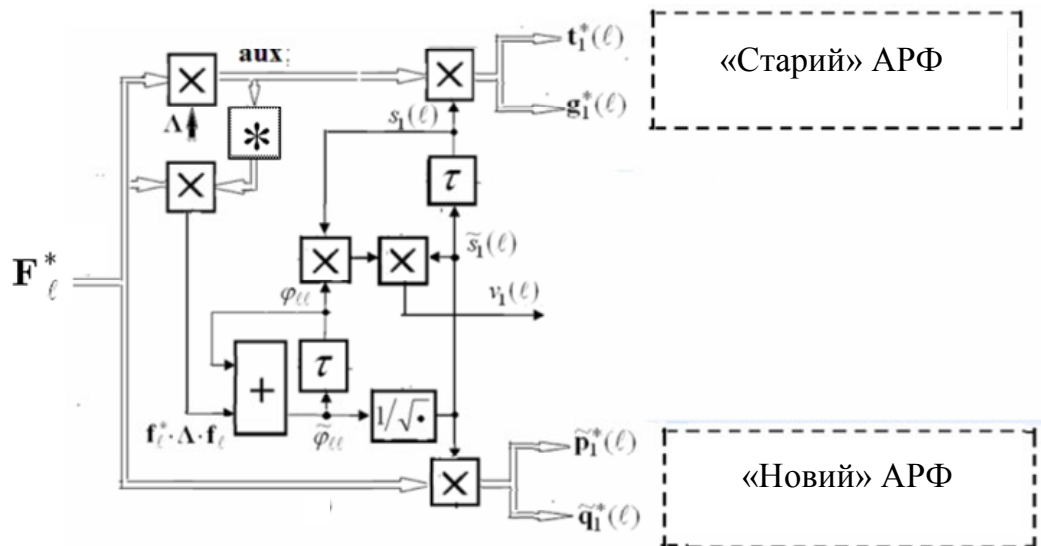


Рисунок 1.34 – Ініціалізація РКА

Після ініціалізації виконується оновлення параметрів ЕРФ (рис. 1.31, б) паралельного АРФ, алгоритм якого наведено у табл. 1.3.

Для ℓ -го ЕРФ m -го ступеня АРФ він ілюструється схемою рис. 1.35.

Таблиця 1.3. Алгоритм оновлення АРФ для моменту $t = t_n + 1$

№	Операція	Коментар
1	для $m = 1$, zz виконати	цикл по zz ступеням АРФ,
2	для $\ell = 1, M - m$ виконати	цикл по $M - m$ ЕРФ m -го ступеня АРФ
3	$sk = \mathbf{t}_m^*(\ell + 1) \cdot \mathbf{q}_m(\ell)$	допоміжний скаляр
4	$\begin{cases} \mathbf{t}_{m+1}^*(\ell) = s_{m+1}(\ell) \cdot [\mathbf{t}_m^*(\ell + 1) + \alpha_{m+1}(\ell) \cdot \mathbf{g}_m^*(\ell)] \\ \mathbf{g}_{m+1}^*(\ell) = s_{m+1}(\ell) \cdot [\mathbf{g}_m^*(\ell) + \alpha_{m+1}^*(\ell) \cdot \mathbf{t}_m^*(\ell + 1)] \end{cases}$	допоміжні рядки „старого” ЕРФ
5	$\tilde{\alpha}_{m+1}(\ell) = r_m(\ell + 1) \cdot (v_m(\ell) \cdot \alpha_{m+1}(\ell) - sk)$;	„нова” ч.к.
6	$\begin{cases} \mathbf{p}_{m+1}^{\Delta*}(\ell) = \mathbf{p}_m^*(\ell + 1) + \tilde{\alpha}_{m+1}(\ell) \cdot \mathbf{q}_m^*(\ell); \\ \mathbf{q}_{m+1}^{\Delta*}(\ell) = \mathbf{q}_m^*(\ell) + \tilde{\alpha}_{m+1}^*(\ell) \cdot \mathbf{p}_m^*(\ell + 1); \end{cases}$	допоміжні рядки ненормованого „нового” ЕРФ
7	$sk = \mathbf{g}_{m+1}^*(\ell) \cdot \mathbf{q}_{m+1}^{\Delta*}(\ell)$;	допоміжний скаляр
8	$\chi = 1 / \sqrt{v_m(\ell) \cdot (v_m(\ell) + s_{m+1}(\ell) \cdot sk)}$;	перерахунковий множник

9	$\tilde{s}_{m+1}(\ell) = \chi \cdot s_{m+1}(\ell);$	„НОВИЙ” к.н. „нового” ЕРФ
10	$\begin{cases} \mathbf{p}_{m+1}^*(\ell) = \tilde{s}_{m+1}(\ell) \cdot \mathbf{p}_{m+1}^{\Delta^*}(\ell); \\ \mathbf{q}_{m+1}^*(\ell) = \tilde{s}_{m+1}(\ell) \cdot \mathbf{q}_{m+1}^{\Delta^*}(\ell); \end{cases}$	допоміжні рядки нормованого „нового” ЕРФ
11	$\begin{aligned} \mathbf{v}_{m+1}(\ell) &= \chi \cdot \mathbf{v}_m(\ell); \\ \mathbf{r}_{m+1}(\ell) &= \chi \cdot \mathbf{r}_m(\ell + 1); \end{aligned}$	„нові” значення важливих допоміжних скалярів
12	$\alpha_{m+1}(\ell) = \tilde{\alpha}_{m+1}(\ell);$	ч.к. для наступного моменту
13	$s_{m+1}(\ell) = \tilde{s}_{m+1}(\ell);$	к.н. для наступного моменту
14	закрити цикл по $\ell = 1, M - m$	оновлені параметри $M - m$ ЕРФ m -го ступеня АРФ
15	закрити цикл по $m = 1, ZZ$	оновлені всі параметри

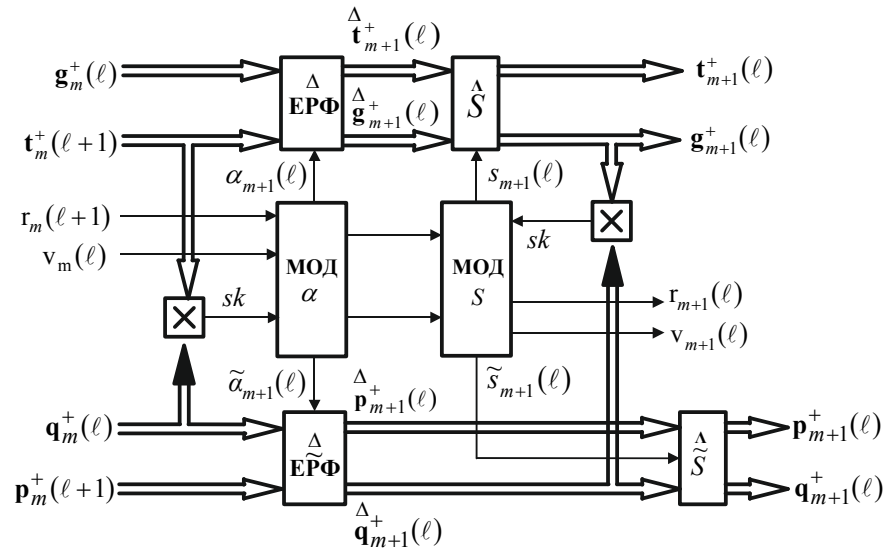


Рисунок 1.35 – Оновлення параметрів ℓ -го ЕРФ m -го ступеня АРФ

Через МОД α та МОД S тут позначені операції (5) оновлення ч.к. та (9) – оновлення к.н. Схемну реалізацію цих операцій наведено на рис 1.36.

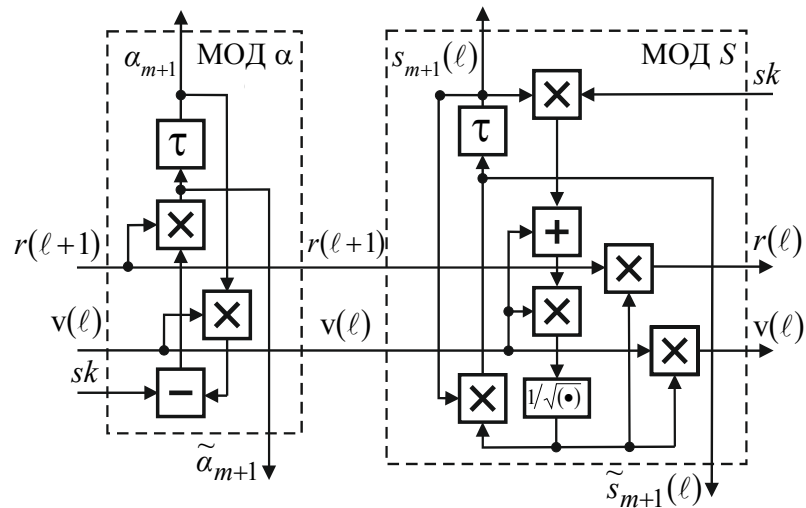


Рисунок 1.36 – Розгорнуті структури блоків МОД α та МОД S

1.5.2.4 Алгоритм перетворення „сигнального” вектора в „новому” АРФ (з „новими” параметрами)

Складається з етапів ініціалізації та безпосереднього перетворення. Алгоритм ініціалізації для моменту $t = t_n + 1$ показаний у табл. 1.4.

Таблиця 1.4. Алгоритм ініціалізації перетворення (1.44)

№	Операція	Коментар
1	Для $\ell \in 1, M$ виконати	Цикл по розміру „сигнального” вектору
2	$p_1(\ell) = \tilde{s}_1(\ell) \cdot u_\ell^{(t_n+1)}$; $q_1(\ell) = p_1^*(\ell)$	$u_\ell^{(t_n+1)}$ – ℓ -й елемент вектору \mathbf{u}_{t_n+1}
3	Закрити цикл по $\ell = 1, M$	Ініціалізацію закінчено

Він відтворює операцію (6) наведеного в табл. 1.2 алгоритму, в якій, однак, рядок (1.6) замінено скаляром $u_\ell^{(t_n+1)}$ – ℓ -м елементом вектору \mathbf{u}_{t_n+1} (1.44) матриці даних. Алгоритм подальшого перетворення (1.44) показано в табл. 1.5.

Він відтворює операції (6), (10) наведеного в табл. 1.3 алгоритму оновлення, але для відповідних одноелементних (скалярних) рядків.

Таблиця 1.5. Алгоритм перетворення (1.44)

№	Операція	Коментар
1	для $m = 1, zz$ виконати	цикл по zz ступеням АРФ,
2	для $\ell = 1, M - m$ виконати	цикл по $M - m$ ЕРФ m -го ступеня АРФ
3	$\begin{cases} p_{m+1}(\ell) = \tilde{s}_{m+1}(\ell) \cdot (p_m(\ell + 1) + \tilde{\alpha}_{m+1}(\ell) \cdot q_m(\ell)) \\ q_{m+1}(\ell) = \tilde{s}_{m+1}(\ell) \cdot (q_m(\ell) + \tilde{\alpha}_{m+1}(\ell) \cdot p_m(\ell + 1)) \end{cases}$	$p_{m+1}(1)$ – $(m + 1)$ -й елемент вектору (1.44)
4	закрити цикл по $\ell = 1, M - m$	сформовано $(\ell + 1)$ -й елемент вектору (1.44) та скаляри, потрібні для обчислення його наступних значень
5	закрити цикл по $m = 1, zz$	вектор (1.44) сформовано

Перетворення (1.44) автоматично виконується алгоритмами табл. 1.2, 1.3 при заміні вхідного рядка (1.6) рядком

$$\tilde{\mathbf{F}}_{\ell}^* = [u_{\ell}^{(t_n+1)}, \mathbf{F}_{\ell}^*], \quad (1.52)$$

що є результатом доповнення рядка (1.51) ℓ -м елементом вектору \mathbf{u}_{t_n+1} .

У цій формі він використовується тільки в операції (7) алгоритму ініціалізації (табл. 1.2) при формуванні 5-вимірних вхідних рядків "нового" АРФ, а також у операціях (6), (10) алгоритму оновлення (табл. 1.3). В інших операціях він використовується в попередній формі (1.51), так що в оновленні к.н. та ч.к. ℓ -й елемент вектору \mathbf{u}_{t_n+1} участі не бере.

Чергова компонента вектору (1.44) при $m < zz$ є останнім елементом вектору $\mathbf{p}_{m+1}^*(l)$, а його останні компоненти є останніми компонентами векторів $\mathbf{p}_{zz+1}^*(\ell)$, $\ell \in 1, M - zz$.

1.5.3 РКА оновлення параметрів послідовного АРФ

Функціональна схема пристрою міжперіодної адаптивної обробки пачки радіоімпульсів на тлі пасивних перешкод на основі квазівідбілюючого «послідовного» чотириступінчастого адаптивного решітчастого фільтра (АРФ) наведена на рис. 1.37.

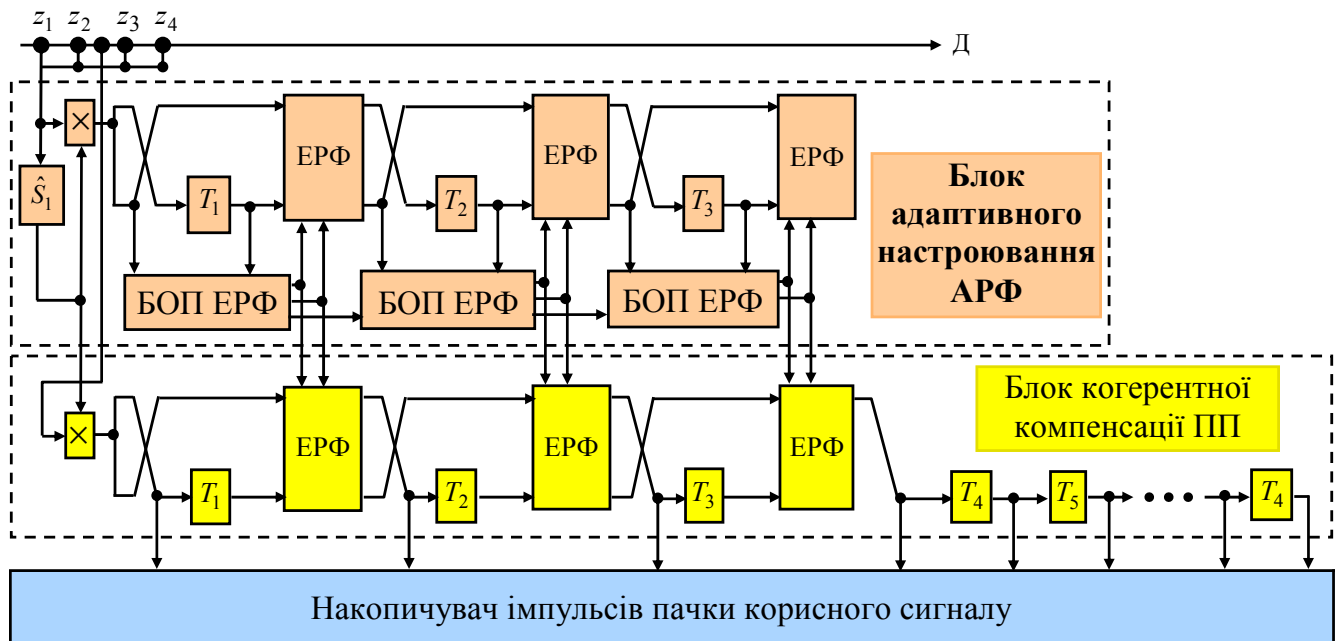


Рисунок 1.37 – Функціональна схема пристрою адаптивної МПО на основі квазівідбілюючого «послідовного» АРФ

Він складається із блока адаптивного настроювання АРФ, який містить блоки оцінки параметрів ЕРФ (БОП ЕРФ), а також блока когерентної компенсації ПП і накопичувача M імпульсів пачки сигналу.

Розглянуті в п. 1.4.2 алгоритми оновлення параметрів M – канального паралельного АРФ (рис. 1.31) та перетворення (1.44) залишаються незмінними як при підключенні його входів до виходів M просторових каналів приймання (антен) у системах ПО, так і до виходів M "відводів" блоку пам'яті системи МПО (рис. 1.30). Але в останньому випадку в довільний момент часу t рядки (1.51)

$$\mathbf{F}_\ell^* = \mathbf{F}_\ell^*(t) = [f_\ell^{(1)}(t), f_\ell^{(2)}(t), f_\ell^{(3)}(t), f_\ell^{(4)}(t)], \quad \ell \in 1, M \quad (1.53)$$

коректувальної матриці завад $\mathbf{F} = \mathbf{F}(t)$ (1.5) пов'язані рівностями

$$\mathbf{F}_{\ell+1}^* = \mathbf{F}_{\ell+1}^*(t) = \mathbf{F}_{\ell}^*(t - T_{\ell}), \quad (1.54)$$

що відображають специфіку МПО – черговий рядок $\mathbf{F}_{\ell+1}^*(t)$ є результатом затримки на відповідний інтервал зондування T_{ℓ} попереднього рядку $\mathbf{F}_{\ell}^*(t)$.

За рахунок цього з'являється можливість перейти від паралельного АРФ (рис. 1.31) до в точності еквівалентного за результатом, але істотно більш простого послідовного АРФ (рис. 1.32, 1.37). Такий перехід повністю аналогічний класичному переходу від паралельних систем МПО з біноміальними коефіцієнтами до систем черезперіодного віднімання (ЧПВ) відповідної кратності.

Відповідна схема оновлення за часом (дальністю) параметрів послідовного АРФ, що враховує вказану специфіку, потребує не $\ell \in 1, M$, а лише один рядок

$$\mathbf{f}^* = \mathbf{f}_1^*(t) = [f_1^{(1)}(t), f_1^{(2)}(t), f_1^{(3)}(t), f_1^{(4)}(t)] \quad (1.55)$$

"для" "кожного азимутального напрямку зондування, як показано на рис. 1.38.

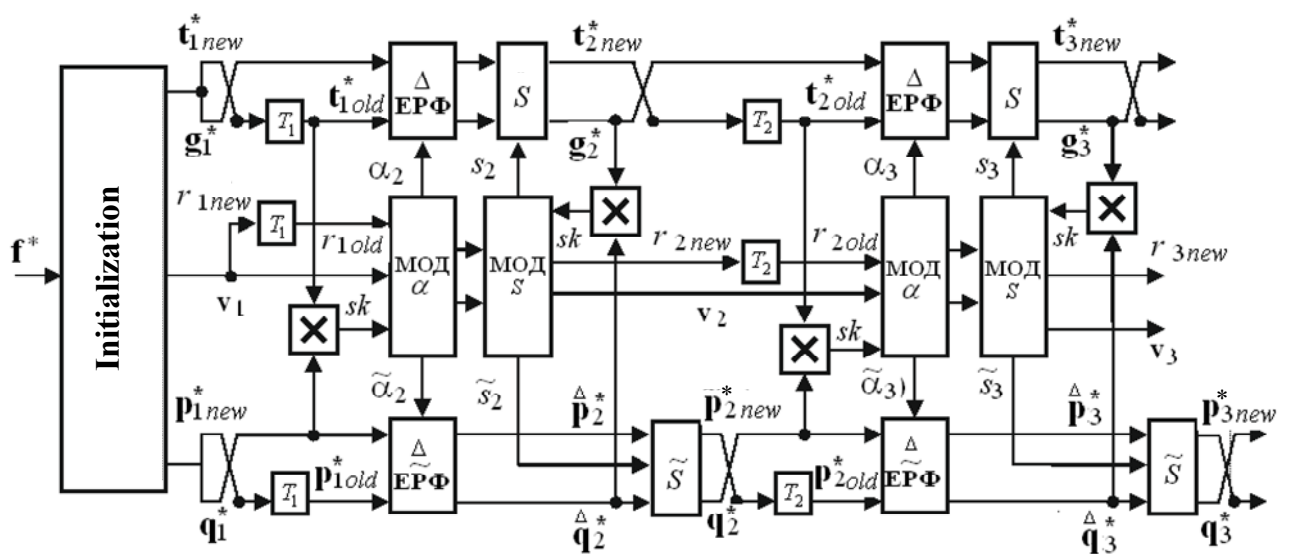


Рисунок 1.38 – Оновлення параметрів послідовного АРФ ($zz = 2$)

Тут використовується лише один блок ініціалізації, який повторює ℓ -й ($\ell \in 1, M$) блок (рис. 1.34) при $\ell = 1$, а також не $M - m$, а лише один блок оновлення параметрів в m -й ($m = 1, zz$) ступені, що має ту ж структуру (рис. 1.35), але з іншими вхідними даними. Замість значень параметрів

$\mathbf{t}_m^*(\ell + 1)$, $r_m(\ell + 1)$, $\mathbf{p}_m^*(\ell + 1)$, що формуються в $(\ell + 1)$ -му каналі паралельного АРФ, тут використовуються значення \mathbf{t}_{mold}^* , r_{mold} , \mathbf{p}_{mold}^* , які є результатом затримки на відповідний інтервал зондування T_m значень \mathbf{t}_{mnew}^* , r_{mnew} , \mathbf{p}_{mnew}^* , які в свою чергу є аналогами значень, $\mathbf{t}_m^*(\ell)$, $r_m(\ell)$, $\mathbf{p}_m^*(\ell)$ паралельного АРФ. Функції значень $\mathbf{g}_m^*(\ell)$, $v_m(\ell)$, $\mathbf{q}_m^*(\ell)$ тут виконують значення \mathbf{g}_m^* , v_m , \mathbf{q}_m^* (їх неінформативний аргумент $\ell = 1$ опущено), які розраховуються по формулах наведеного вище алгоритму оновлення параметрів ЕРФ. Трикутниками зверху позначені ненормовані на к.н. відповідні величини. Блоки МОД α та МОД S тут такі ж, як показані на рис. 1.36.

1.6 Експериментальне дослідження послідовного АРФ при виявленні БПЛА

1.6.1 Експериментальне дослідження (напівнатурний експеримент) по цифровим записам реальних відбиттів від місцевих предметів і дощових хмар імпульсної оглядової РЛС X діапазону з постійним інтервалом зондування $T = 210$ мкс, дальністю дії 24 км, довжиною елемента розділення за дальністю 30 м. Ширина ДН антени в азимутальній площині – $\Delta\beta = 1^\circ$, швидкість обертання – $n = 6$ об/хв, розмір пачки – $M \leq 132$, інтервал однозначності швидкості – $V_0 = \pm(\lambda/4) \cdot T = \pm 35.7$ м/с.

На рис. 1.39 показані приклади дальностно-азимутальних (а, б) і дальностного (в) (в азимутальному напрямку 314.4°) розподілу потужності суміші шуму приймача й відбиттів від дощових хмар.

Потужність власного шуму приймача, оцінена по 106 відліків поза зоною відбиттів, дорівнює $\hat{\eta}_n \approx 26.6$ дБ, відносна (стосовно цього шуму) потужність відбиттів від хмар досягає 54 дБ. Відбиття суттєво нестаціонарні за дальністю, у зв'язку із чим об'єм навчаючої вибірки був обмежений і не перевищував $K = 12$.

На рис. 1.39, з наведений приклад екрана дальностно-азимутального (ДАЗ) індикатору з колірною індикацією потужності вхідного процесу.

Синім кольором тут відображається шум приймача, червоним – відбиття з максимальною потужністю. Штриховими прямокутниками виділено 3 області оброблюваних сигналів з азимутального сектору $324^\circ - 334^\circ$ і елементів дальності 653 – 752 (зона z_0), 93 – 192 (зона z_1) і 366 – 465 (зона z_2).

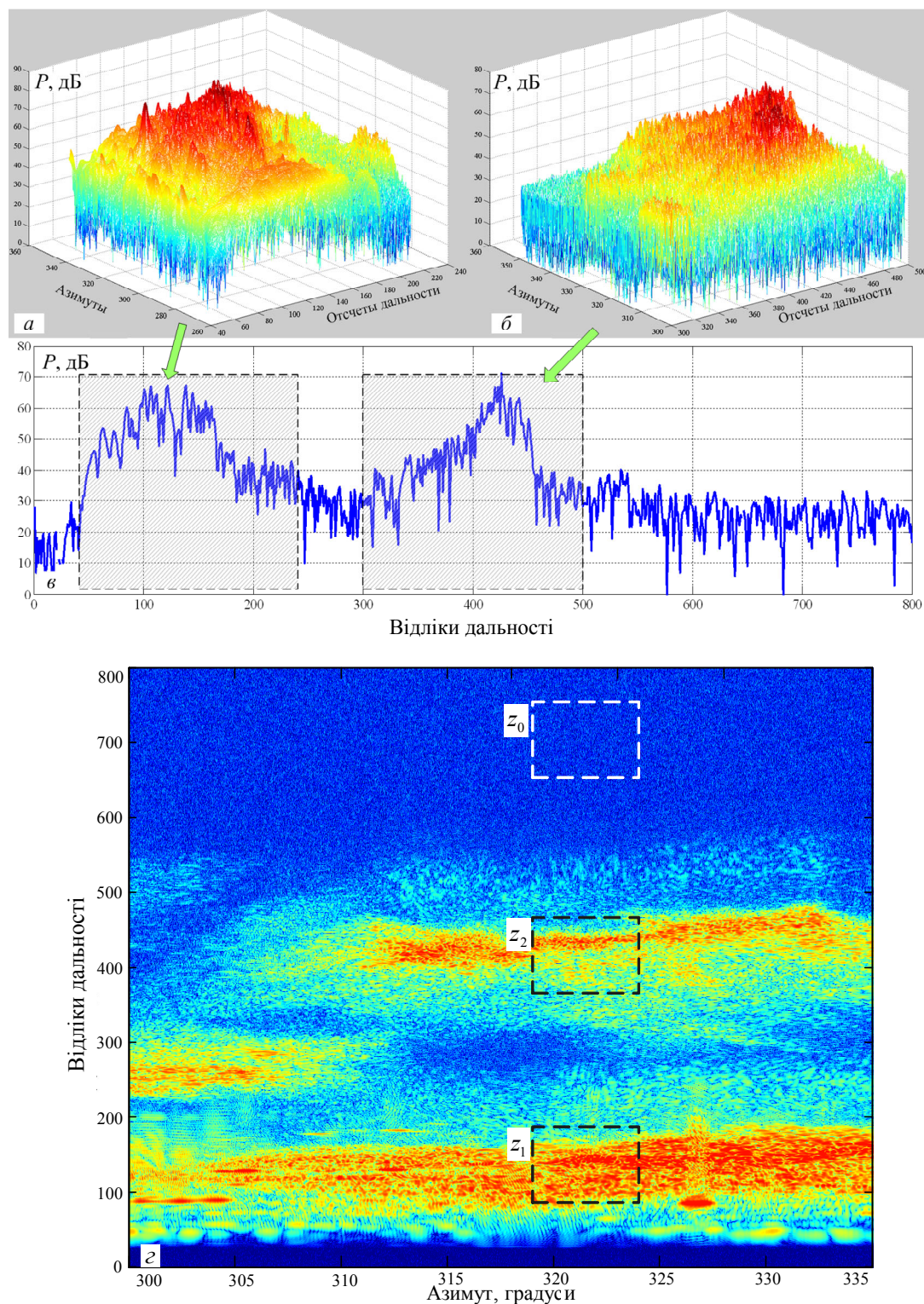


Рисунок 1.39 – Дальностно-азимутальні (а, б) і дальностна (в) розгортки ПП та екран ДАЗ (г) на вході пристрою МПО

У зоні z_0 присутні тільки шуми приймача, відбиттів немає. У зонах z_1 і z_2 спостерігається адитивна суміш шумів приймача й відбиттів від зовнішніх джерел різної потужності. У межах ковзного по дальності «вікна» розміру $K \leq 12$ навчаючи вибірки можуть покладатися статистично однорідними.

До записів реальних відбиттів від місцевих предметів і дощових хмар додавались змодельовані корисні сигнали від трьох малорозмірних повітряних цілей типу БПЛА, що рухалися по параболічних траєкторіях у зонах відсутності й наявності зовнішніх джерел пасивних завад.

1.6.2 У процесі досліджень порівнювалась адаптивна система МПО на основі послідовного (рис. 1.37) 7 – кратного АРФ і штатна неадаптивна система МПО.

Оскільки об'єм навчаючої вибірки K був порівняно малим $K = 8$, а інтервал зондування був постійним, то для настроювання АРФ використовувався «тьоплицевий» алгоритм Берга, який забезпечує рекордну швидкодію.

На першому етапі алгоритмом Берга безпосередньо визначаються оцінки частинних коефіцієнтів кореляції α_m ($m \in 2, M$) (див. п. 1.5) нормувальних множників s_m , $m \in 1, M$:

$$s_1 = 1/\sqrt{g_1}, \quad g_1 = \frac{\sum_{\ell=1}^{M-1} \tilde{\mathbf{p}}_1^*(\ell+1) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_1(\ell+1) + \tilde{\mathbf{q}}_1^*(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_1(\ell)}{2 \cdot (M-1)}, \quad m=1, \quad (1.56a)$$

$$\alpha_m = \frac{\sum_{\ell=1}^{M+1-m} \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{q}_{m-1}(\ell)}{M-m+1}, \quad m \in 2, M, \quad (1.56б)$$

$$s_m = 1/\sqrt{g_m}, \quad g_m = \frac{\sum_{\ell=1}^{M-m} \tilde{\mathbf{p}}_m^*(\ell+1) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m(\ell+1) + \tilde{\mathbf{q}}_m^*(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_m(\ell)}{2 \cdot (M-m)}, \quad m \in 2, M. \quad (1.56в)$$

Алгоритм другого етапу містить у собі перетворення $2 \times K$ матриць

$$\mathbf{\Omega}_{m-1}(\ell) = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{m-1}^*(\ell) \\ \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1) \end{bmatrix} \quad \text{на входах «настроєного» } \ell\text{-го} \quad (\ell \in 2, M-m+1)$$

двухвходового ЕРФ m -го ($m \in 2, M$) ступеню в $2 \times K$ матриці

$$\tilde{\Theta}_m(\ell) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{p}}_m^*(\ell) \\ \tilde{\mathbf{q}}_m^*(\ell) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_m & 1 \\ 1 & \alpha_m^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{\Omega}_{m-1}(\ell), \quad (1.57a)$$

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{p}}_m^*(\ell) = \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1) + \alpha_m \cdot \mathbf{q}_{m-1}^*(\ell), \\ \tilde{\mathbf{q}}_m^*(\ell) = \mathbf{q}_{m-1}^*(\ell) + \alpha_m^* \cdot \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1), \end{cases} \quad (1.57b)$$

і нормування цих матриць, тобто їх перетворення в $2 \times K$ матриці

$$\Theta_m(\ell) = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_m^*(\ell) \\ \mathbf{q}_m^*(\ell) \end{bmatrix} = s_m \cdot \tilde{\Theta}_m(\ell), \quad \begin{cases} \mathbf{p}_m^*(\ell) = s_m \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m^*(\ell) \\ \mathbf{q}_m^*(\ell) = s_m \cdot \tilde{\mathbf{q}}_m^*(\ell) \end{cases} \quad (1.57b)$$

на виходах ℓ -го ЕРФ m -го ($m \in 2, M$) ступеню.

В алгоритмі (1.56) тьоплицевість оцінюваної КМ, що оцінюється, ураховуються простим усередненням оцінок апріорі рівних параметрів α_m, s_m усіх ЕРФ відповідного (m -го, $m \in 1, M$) ступеню.

Рис. 1.40 наочно ілюструє переваги адаптивної системи МПО на основі АРФ у порівнянні зі штатною неадаптивною МПО (розмір оброблюваної пачки $M = 8$). Тут показані екрани ДАЗ, що підключені до входу (а) і виходам штатної неадаптивної МПО (б) і адаптивної МПО на основі АРФ (в). Вхідні сигнали утворюють суміш шумів і відбиттів від земної поверхні (приблизно до 200-го відліка дальності) і дощових хмар (на інтервалі приблизно від 200-го до 500-го відліка). Вихідними кожної із систем МПО є сигнали, що перевищили поріг, установлений по заданій ІХТ, однакової для систем, що порівнюються.

З наведених осцилограм можна зробити наступні виводи.

1. Ціль на тлі тільки внутрішнього шуму, спостережувана на вході (а), візуально впевнено виявляється на виході обох порівнюваних систем (б, в) (верхні ліві кути екрана), що забезпечують у цих умовах її «безпровальну проводку».

2. Адаптивна системи МПО на основі АРФ забезпечує «безпровальну проводку» БПЛА і в зоні інтенсивних відбиттів як від місцевості, так і від дощових хмар, тоді як на виході штатної неадаптивної системи МПО спостерігаються пропуски (невиявлення) цілей (рис. 1.40, б, в). Цю обставину можна розглядати як найважливіший аргумент на користь доцільності використання адаптивної системи МПО на основі АРФ для виявлення БПЛА.

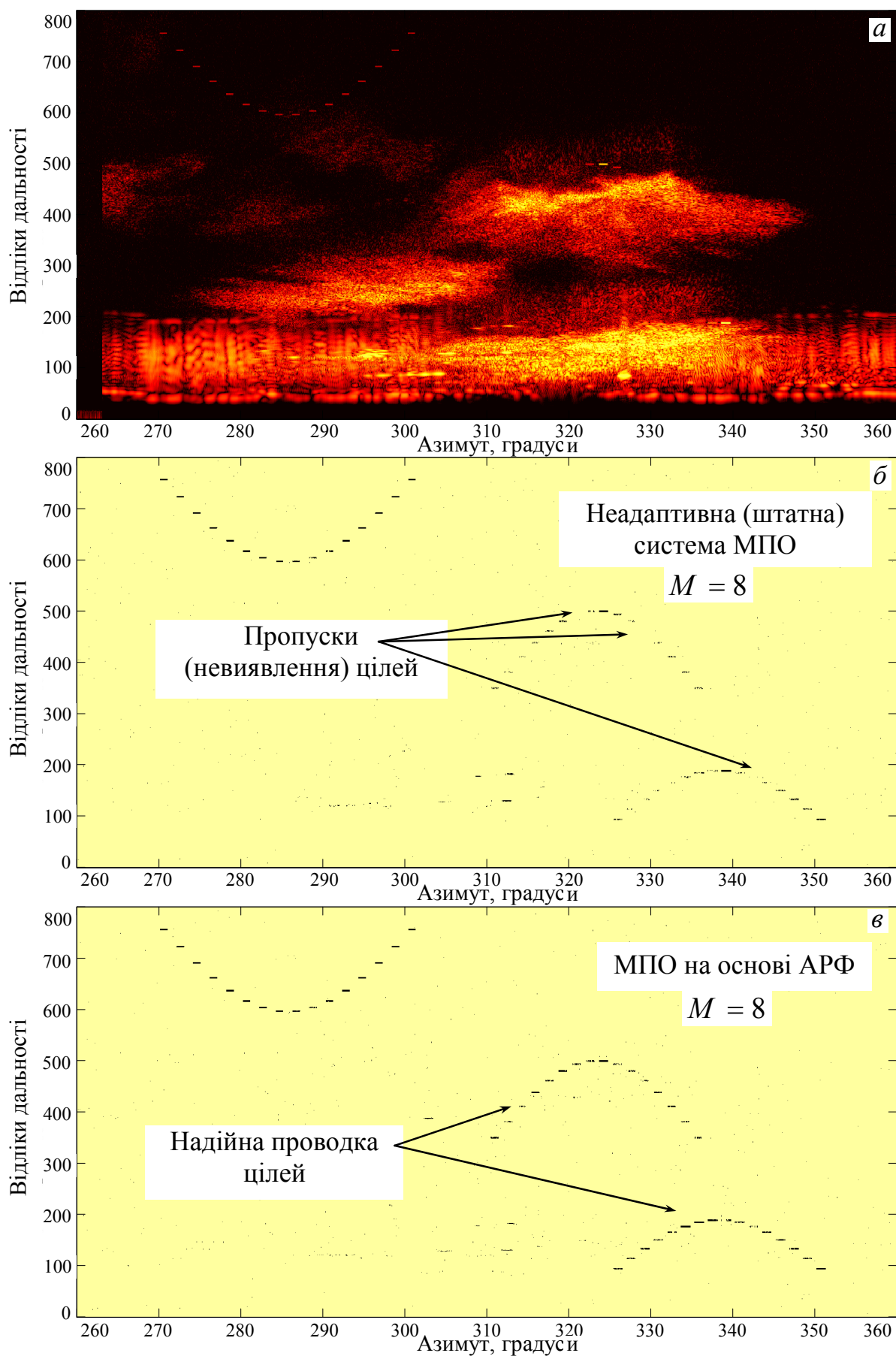


Рисунок 1.40 – Екран ДАЗ на вході (*a*) і виході (*б, в*) систем МПО

1.7 Комбіновані системи МПО для виявлення БПЛА

1.7.1 Уведення

На практиці поряд з маскувальними часто діють природні імітувальні перешкоди – цілеподібні дискретні відбиття від точкових місцевих предметів і ангел-луна. Останні являють собою тропосферні відбиття від оптично неспостережуваних об'єктів, таких як турбулентні вихри й терміки.

Маскувальні ПП утворюються відбиттями від протяжної за дальністю (часом) й кутовими координатами області відбивачів, що заважають, розташованих у $KK \gg 1$ роздільних об'ємах РЛС. Тому є всі передумови для якісного оцінювання КМ маскувальних ПП і вагових векторів адаптивної МПО:

- наявність навчальної вибірки $Y = [y_i]_{i=1}^K$ об'єму $KK \gg 1$;
- незалежність навчаючих векторів y_i ($i \in 1, K$), отриманих в $KK \gg 1$ елементах розділення за дальністю (часом).

Як показано у п. 1.5 для компенсації маскувальних ПП при виявленні БПЛА доцільно використовувати адаптивні решітчасті фільтри.

Імітувальні перешкоди на екрані індикаторів створюють ефект хибних цілей, тобто цілеподібні відмітки, подібні відміткам від справжніх цілей, утруднюючи одержання інформації про справжні цілі, зокрема, БПЛА. Кожна з цілеподібних відміток породжена відбивачами, зосередженими в одному–двох імпульсних об'ємах РЛС. Тому, на відміну від маскувальних ПП, у імітувальних ПП немає зазначених вище передумов для якісного оцінювання вагових векторів адаптивної МПО.

При великій кількості цілеподібних відміток вторинна система обробки не спроможна розділити БПЛА й хибні цілі. Тому допомогу їй потрібно зробити на етапі первинної обробки.

У зв'язку з цим при одночасній дії маскувальних і дискретних імітувальних перешкод у цьому підрозділі для виявлення БПЛА розглядається розроблена у ході

виконання НДР комбінована система компенсації, що складається із АРФ для компенсації маскувальних ПП і неадаптивного фільтру з вузьким провалом в ЧХ в зоні дії хибних цілей ($f = 0$) для компенсації імітувальних ПП.

Дослідження проводилися у два етапи.

На першому етапі розглядалася гіпотетична ситуація МПО пачкових когерентних сигналів на тлі моделей протяжних за дальністю (стаціонарних) одношарових і двошарових (див. нижче) маскувальних ПП із відомим (заданим) спектром. Неадаптивні фільтри придушення, параметри яких від використовуваних моделей ПП не залежать, вибиралися апріорі й не змінювалися в процесі обробки. Параметри адаптивних фільтрів придушення, що залежать від моделей ПП, не оцінювалися по навчаючих вибірках кінцевого об'єму, а розраховувалися по їх заданих характеристиках. Отримані при цьому показники МПО характеризували "граничні" можливості відповідних адаптивних фільтрів придушення, до яких можна тільки наблизитися в міру росту об'єму вибірки, але не досягти й, тим більше, перевищити в реальних умовах неповної апріорної визначеності.

На другому етапі ефективність комбінованих систем МПО визначалася за результатами обробки цифрових записів реальних ПП, статистичні характеристики яких, у тому числі спектри, апріорі невідомі. Параметри адаптивних компенсаторів маскувальних ПП у цьому випадку оцінювалися по класифікованих навчаючих вибірках скінченного об'єму, що формуються у ковзному по дальності "вікні" (рис. 1.30, 1.33) скінченної довжини. Досліджувалися вимоги до цього об'єму в ПП різної довжини. Крім того, велика увага приділялася аналізу ефективності введення неадаптивних фільтрів для придушення цілеподібних відбиттів від точкових місцевих предметів і ангелів (імітувальних ПП), що суттєво ускладнюють виявлення малорозмірних і малошвидкісних повітряних цілей типу БПЛА, але не компенсованих адаптивними фільтрами придушення (АРФ) маскувальних ПП.

Спочатку опишемо результати, отримані на першому етапі.

В імпульсних РЛС ефективність систем міжперіодної обробки сигналів, що вирішують завдання селекції рухомих цілей (СРЦ) на тлі пасивних перешкод, суттєво залежить від їх відносної (по відношенню до частоти зондування) ширини доплерівського спектра міжперіодних флуктуацій [6, 20–22]. За інших рівних умов потенційні можливості МПО тим нижче, чим ширше спектр ПП. У свою чергу, ширина спектра суттєво залежить від природи джерел відбиттів, які породжують ПП. До них належать, зокрема, місцеві предмети, метеоутворення (дощові й купчасті хмари, грози, вихри, дощі, тумани, гради й т.п.), штучні дипольні відбивачі й багато іншого [23, 24].

Кожне зі згаданих джерел може породжувати ПП як з унімодальними, так бімодальними й навіть полімодальними енергетичними спектрами різної ширини, що залежить від максимальної різниці (розкиду) радіальних швидкостей джерел в аналізованому імпульсному об'ємі (елементі розділення). За інших рівних умов цей розкид визначається напрямком і швидкістю вітру, які можуть змінюватися в широких межах, що визначає зміну потенційних можливостей обробки сигналів на їх фоні. Досить поширені ситуації, коли в одному імпульсному об'ємі присутні джерела різної фізичної природи, спектри яких різняться не тільки за шириною, але й за положенням на частотній осі. Прикладом можуть служити місцеві предмети, що породжують відбиття з нульовим доплерівським зсувом максимуму спектра, і метеоутворення з довільним доплерівським зсувом максимуму спектра в межах частоти зондування $\pm F_r/2$ (у межах інтервалу $\pm 1/2$ нормованої частотної осі $-1/2 < f = f / F_r \leq 1/2$) [6, 25]. Спектр адитивної суміші відбиттів від них "розщеплений", його максимуми розташовані в різних точках нормованої частотної осі. Такі ПП іноді називають "багатошаровими" (зокрема, "двошаровими" при двох роздільних максимумах (модах) спектра на частотній осі).

Розщеплення спектра ПП знижує потенційну ефективність як компенсаційних, так і фільтрових систем СРЦ, що залежить від різниці положень спектрів (частотних відмінностей) корисних сигналів і ПП. При їх збігу (відсутності відмінностей)

спостерігається ефект "сліпих" швидкостей – відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) на виході системи СРЦ не перевершує величини ВСПШ на вході [1, 6, 23, 24]. У компенсаційних системах СРЦ цей ефект обумовлений одночасним придушенням перешкод і корисних сигналів на частотах розташування їх спектрів, у фільтрових (квазіузгоджених) – одночасним накопичуванням імпульсів пачки корисних сигналів і ПП. У зв'язку із цим розщеплення спектрів ПП збільшує зону сліпих швидкостей і, тим самим, ускладнює проведення повітряних цілей, що рухаються з різними радіальними швидкостями.

Нижче досліджується спосіб організації МПО сигналів на тлі двошарових ПП, породжених, зокрема, адитивною сумішшю внутрішніх шумів приймача РЛС, відбиттів від місцевості й метеоутворень. Він припускає послідовне включення двох фільтрів придушення перешкод на вході фільтра накопичування імпульсів когерентної пачки корисного сигналу. Один із цих фільтрів – неадаптивний, настроєний на компенсацію відбиттів від місцевих предметів – з нульовою середньою радіальною швидкістю. Інший фільтр – адаптивний, здатний компенсувати відбиття від джерел ПП із апріорі невідомим спектром (формою, шириною, положенням максимуму (моди) на частотній осі). Очікується, що попередній неадаптивний фільтр, ослаблюючи відбиття від місцевих предметів, звужить спектр ПП на вході адаптивного фільтра, що збільшить ефективність останнього й, тим самим, обробки в цілому.

M – елементні пачки корисного сигналу від цілі, що рухається з невідомою швидкістю, накопичуються в M накопичувачах, рівномірно розставлених на нормованій осі $f \in -1/2, 1/2$.

У процесі досліджень обґрунтовано:

- структура й параметри неадаптивного фільтра придушення ПП від підстеляючої поверхні (з нульовою середньою радіальною швидкістю руху);
- структура й параметри адаптивного фільтра придушення ПП від джерел з довільними й апріорі невідомими середньою радіальною швидкістю руху й розкидом швидкостей відбивачів в імпульсному об'ємі;

- раціональний порядок включення адаптивних і неадаптивних фільтрів;
- кількісно оцінена потенційна ефективність систем МПО зазначеної структури в умовах ПП із розщепленими спектрами, фізично пояснено спостережувані ефекти й надані практичні рекомендації з побудови комбінованих систем МПО.

1.7.2 Узагальнена схема комбінованих систем МПО

Загальна схема досліджуваних на цьому етапі систем МПО показана на рис. 1.41.

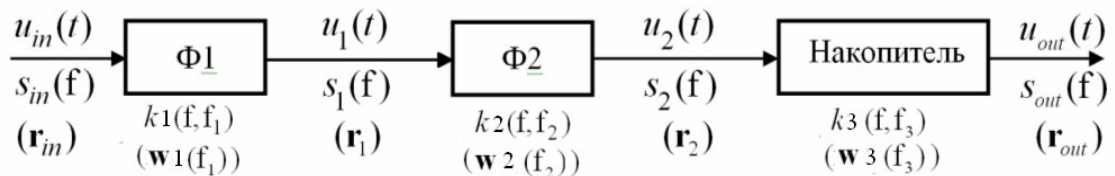


Рисунок 1.41 – Узагальнена схема комбінованих систем МПО

Вона містить три послідовно включені фільтри, настроєних на частоти f_1, f_2, f_3 відповідно. Перші два фільтри призначені компенсувати ПП, третій – когерентно накопичувати імпульси пачки очікуваного квазідетермінованого корисного сигналу ($f_3 = f_s$).

Через $u_{in}(t)$ позначений вхідний (*input*) стаціонарний процес, під яким розуміється сигнал або ПП із заданими параметрами – енергетичним спектром міжперіодних флуктуацій $s_{in}(f)$ або пов'язане з ним перетворенням Фур'є кореляційної послідовності (КП) \mathbf{r}_{in} ; через $u_1(t), u_2(t), u_{out}(t)$ – відповідні процеси зі спектрами $s_1(f), s_2(f), s_{out}(f)$ (КП $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \mathbf{r}_{out}$) на виходах розглянутих фільтрів з енергетичними частотними характеристиками (ЕЧХ) $k_1(f, f_1), k_2(f, f_2), k_3(f, f_3)$ (імпульсними характеристиками (ІХ) $\mathbf{w}_1(f_1), \mathbf{w}_2(f_2), \mathbf{w}_3(f_3)$); f_1, f_2, f_3 – частоти настроювання фільтрів.

Для розв'язуваного завдання схема рис. 1.41 конкретизується рис. 1.42.

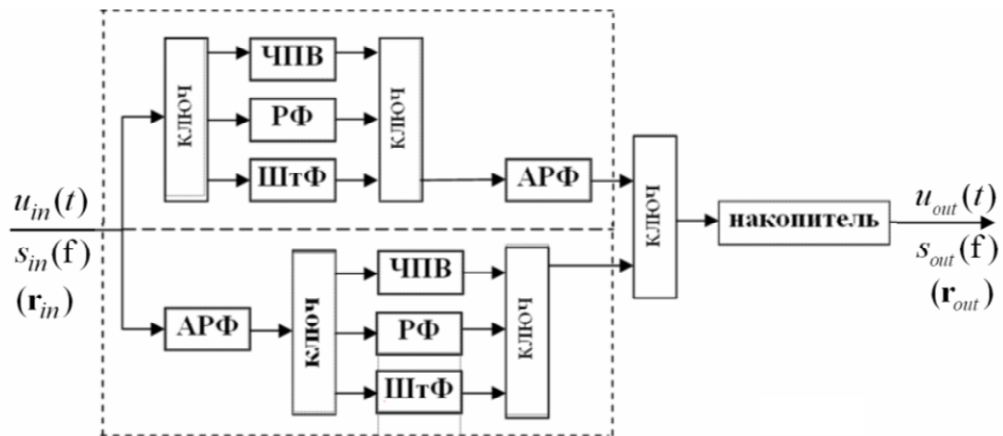


Рисунок 1.42 – Варіанти послідовного з'єднання адаптивних і неадаптивних систем МПО

Тут показано два варіанти комбінованих систем МПО, що відрізняються порядком включення адаптивних і неадаптивних фільтрів придушення ПП.

У першому (верхньому) варіанті три різновиди неадаптивних фільтрів придушення відбиттів від місцевих предметів (ЧПВ – черезперіодне віднімання, РФ – решітчастий фільтр, ШтФ – штатний фільтр), зміст яких розкривається нижче, з фіксованими структурою й параметрами, передують адаптивному решітчастому фільтру (АРФ) з параметрами, від цих характеристик залежних. У другому (нижньому) варіанті ті ж неадаптивні фільтри ідуть за АРФ. В обох варіантах на виходах описаних комбінованих адаптивно – неадаптивних систем (КАНС) придушення перешкод передбачається фільтр когерентного накопичення імпульсів когерентної пачки сигналу.

Очевидно, що в загальному випадку розглянуті варіанти КАНС МПО нерівноцінні за ефективністю, оскільки відмінні характеристики процесів на входах їх АРФ і, отже, відмінні імпульсні характеристики (ІХ) (енергетичні частотні характеристики (ЕЧХ)) їх АРФ.

Завдання подальших досліджень – порівняти наведені варіанти за ефективністю, оцінити практичну доцільність КАНС МПО, надати рекомендації з їх практичної реалізації в імпульсних РЛС виявлення БПЛА.

1.7.3 Методика рішення й основні розрахункові співвідношення

Нижче наводиться методика розв'язання поставленої задачі за довільних характеристик вхідних процесів, параметрів фільтрів і порядків їх проходження. Ці характеристики й параметри конкретизуються нижче.

Різні варіанти КАНС МПО порівнюються за традиційним критерієм – енергетичному відношенню сигнал/ (перешкода + шум)

$$\mu_{out} = \sigma_{s\ out}^2 / \sigma_{out}^2 \quad (1.58)$$

на виході накопичувача імпульсів когерентної пачки корисного сигналу (рис. 1.41, 1.42). Тут $\sigma_{s\ out}^2$ і σ_{out}^2 – потужності сигналу й перешкоди відповідно на його виході.

Як відомо, ці потужності можна обчислювати як в "частотній", так і в "часовій" областях [26, 27]. У першому випадку оперують зі спектрами аналізованих процесів і енергетичними частотними характеристиками (ЕЧХ) (квадратами модулів частотних характеристик) фільтрів, у другому – з кореляційними матрицями (КМ) процесів та імпульсними характеристиками (ІХ) фільтрів. теоретично еквівалентні, але, залежно від умов, більш кращим може виявитися кожний з них.

Теоретична еквівалентність обох підходів базується на зв'язку

$$\mathbf{R} = [r_{i\ell}]_{i,\ell=1}^M = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df, \quad r_{i\ell} = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot (\gamma_i - \gamma_\ell)} df \quad (1.59)$$

спектра $s(f)$ з $M \times M$ КМ $\mathbf{R} = [r_{i\ell}]_{i,\ell=1}^M$ аналізованого процесу,

де

$$\mathbf{x}(f) = [x_\ell(f)]_{\ell=1}^M, \quad x_\ell(f) = \exp(j2\pi f \gamma_\ell), \quad \ell \in 1 \dots M, \quad (1.60)$$

– M – вимірний вектор відліків комплексної гармоніки частотою f ;

$\gamma_\ell = T_{av}^{-1} \cdot \sum_{i=1}^{\ell-1} T_i$ – інтервал між ℓ -м і першим відліком, нормований до середнього

за M – елементну пачку інтервалу зондування $T_{av} = (M-1)^{-1} \cdot \sum_{i=1}^{M-1} T_i$.

В окремому випадку постійного інтервалу зондування ($T_\ell = T_{av} = T$), яким ми обмежуємося далі без втрати загальності висновків про порівняльні переваги різних варіантів КАНС МПО, значення $\gamma_\ell = \ell - 1$.

Для вектора (1.59) у цьому випадку справедлива рівність

$$\int_{-1/2}^{1/2} \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df = \mathbf{I}_M, \quad (1.61)$$

де \mathbf{I}_M – одинична $M \times M$ матриця.

Елементи КМ (1.58) у цьому випадку дорівнюють

$$r_{i\ell} = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) \cdot e^{j2\pi f(i-\ell)} df = r_{i-\ell}, \quad (1.62)$$

тобто залежать тільки від різниці індексів.

Тим самим при постійному інтервалі зондування КМ (1.59) є ермітовою тьоплицевою [1] і тому повністю визначається своїм першим стовпцем

$$\mathbf{r}_1 = [r_{1p}]_{p=1}^M, \quad r_{1p} = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot (p-1)} df, \quad p \in 1 \dots M, \quad (1.63)$$

що має зміст кореляційної (точніше, автокореляційної) послідовності (КП). Її перший ($p = 1$) елемент

$$r_{11} = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) df = \sigma^2 \quad (1.64)$$

визначає потужність σ^2 процесу зі спектром $s(f)$ (із КМ \mathbf{R} (1.59)).

Формула (1.64) лежить в основі обчислення потужності в "частотній" області. У випадку, що цікавить нас, вона дорівнює інтегралу

$$\sigma^2(f_1, f_2, f_3) = \int_{-1/2}^{1/2} s_{out}(f, f_1, f_2, f_3) df \quad (1.65)$$

від спектра $s(f) = s_{out}(f)$ на виході накопичувача (рис. 1.41, 1.42), рівністю

$$s_{out}(f) = s_{out}(f, f_1, f_2, f_3) = s_{in}(f) \cdot k_2(f, f_1, f_2, f_3) \quad (1.66)$$

пов'язаною зі спектром $s_{in}(f)$ на вході схем рис. 1.41, 1.42.

Тут

$$k_{\Sigma}(f, f_1, f_2, f_3) = k_1(f, f_1) \cdot k_2(f, f_2) \cdot k_3(f, f_3) \quad (1.67)$$

– результуюча ЕЧХ – добуток ЕЧХ трьох послідовно включених фільтрів, настроєних на частоти $f_1, f_2, f_3 \in -1/2, 1/2$ відповідно.

Шукану потужність (1.65) можна також одержати, послідовно перетворюючи вхідний спектр $s_{in}(f)$ у спектри

$$\begin{aligned} s_1(f, f_1) &= s_{in}(f) \cdot k_1(f, f_1), & s_2(f, f_1, f_2) &= s_1(f, f_1) \cdot k_2(f, f_2), \\ s_3(f, f_1, f_2, f_3) &= s_2(f, f_1, f_2) \cdot k_3(f, f_3) \end{aligned} \quad (1.68)$$

процесів на виході кожного фільтра й інтегруючи потім останній з них. Такий підхід дозволяє контролювати результати перетворення вихідного спектра кожним фільтром окремо й тому кращий.

З визначення ЕЧХ

$$k(f, f_{\varphi}) = \left| \mathbf{v}^*(f_{\varphi}) \cdot \mathbf{x}(f) \right|^2, \quad (1.69)$$

впливає спосіб визначення потужності в "часовій" області – через КМ процесу \mathbf{R} на вході фільтра і його ІХ $\mathbf{v}^*(f_{\varphi})$. Використовуючи (1.69), (1.66), формулу (1.65) можна переписати у вигляді

$$\begin{aligned} \sigma^2(f_1, f_2, f_3) &= \int_{-1/2}^{1/2} s_{in}(f) \cdot \left| \mathbf{v}_{\Sigma}^*(f_1, f_2, f_3) \cdot \mathbf{x}(f) \right|^2 df = \\ &= \mathbf{v}_{\Sigma}^*(f_1, f_2, f_3) \cdot \left(\int_{-1/2}^{1/2} s_{in}(f) \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df \right) \cdot \mathbf{v}_{\Sigma}(f_1, f_2, f_3), \end{aligned}$$

звідки, у силу (1.59),

$$\sigma^2(f_1, f_2, f_3) = \mathbf{v}_{\Sigma}^*(f_1, f_2, f_3) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{v}_{\Sigma}(f_1, f_2, f_3). \quad (1.70)$$

Тим самим інтегрування (1.65) тут замінюється обчисленням квадратичної форми результуючої імпульсної характеристики $\mathbf{v}_{\Sigma}(f_1, f_2, f_3)$ системи із трьох послідовно з'єднаних фільтрів, із КМ \mathbf{R} вхідного процесу.

При використанні фільтрів з нескінченною ІХ (КІХ-фільтрів [26, 27]) розрахунки квадратичної форми (1.70) можуть бути простіше інтегрування (1.65). У найпростішому варіанті такого фільтра (рис. 1.43, а) підсумовуються zz відліків

вхідного процесу, розділених у загальному випадку різними часовими інтервалами (тут – однаковим інтервалом T) з вагами v_i – елементами його ІХ $\mathbf{v}^* = [v_i^*]_{i=1}^{zz}$.

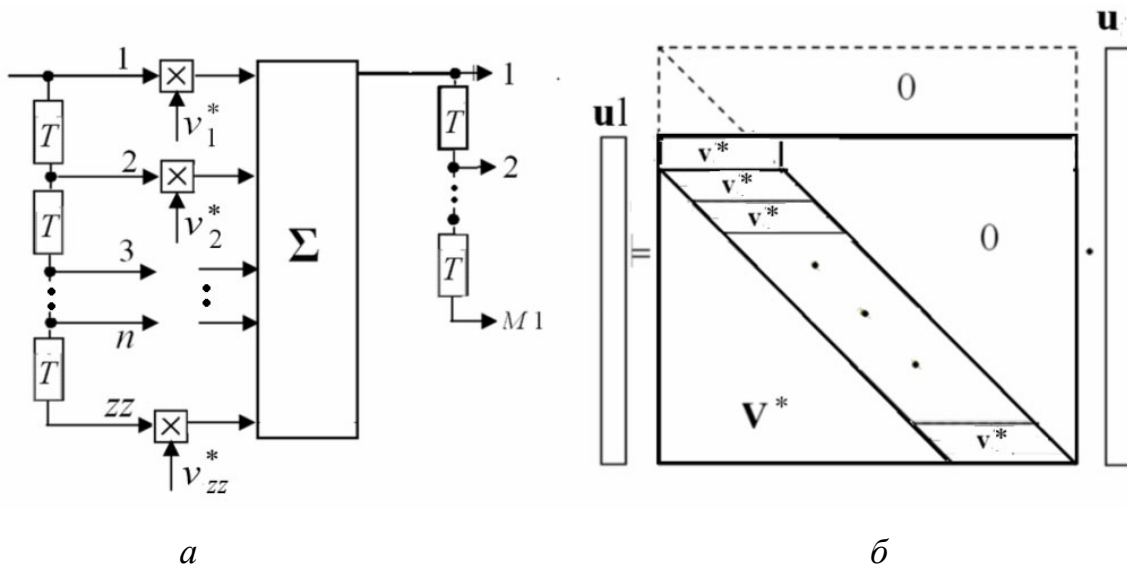


Рисунок 1.43 – КІХ-фільтр

Фільтр із zz – вимірною ІХ $\mathbf{v}^* = [v_i^*]_{i=1}^{zz}$ перетворить M – вимірний вхідний вектор $\mathbf{u} = [u_i]_{i=1}^M$ в $M1 = M - n = M - zz + 1$ "стаціонарний" вихідний вектор

$$\mathbf{u1} = [u_i]_{i=1}^{M1} = \mathbf{V}^* \cdot \mathbf{u}, \quad u1_i = \mathbf{v}^* \cdot \mathbf{u}_{zz}(i), \quad \mathbf{u}_{zz}(i) = [u_\ell]_{\ell=i}^{zz+i-1}, \quad (1.71)$$

де \mathbf{V}^* – матрична імпульсна характеристика (МІХ) фільтра – $M1 \times M$ стрічкова підматриця нижньої трикутної стрічкової $M \times M$ матриці, рядками стрічки якої виступають $zz = n + 1$ – вимірні ІХ \mathbf{v}^* фільтра (рис. 1.43, б). Стрічкова структура МІХ відображає ефект оновлення з періодом T вхідного вектора фільтра $\mathbf{u}_{zz}(i) = [u_\ell]_{\ell=i}^{zz+i-1}$ ("ковзання" $zz \leq M$ – вимірної ІХ уздовж M – вимірного вхідного вектора \mathbf{u}), що дає i -ю компоненту $u1_i$ вихідного вектора $\mathbf{u1}$ (1.71).

Термін "стаціонарний" ужитий у тому розумінні, що кожний компонент вихідного вектора тут утворений ваговим підсумовуванням однакового числа $(1 < zz \leq M)$ елементів вхідного вектора в "ковзному" вікні постійної "довжини" zz (починаючи з моменту, коли вони з'являться на всіх zz входах фільтра й, закінчуючи моментом, коли на входах залишаться тільки zz останніх елементів цього вектора)

при сталості на всьому цьому інтервалі ІХ $\mathbf{v} = [v_i]_{i=1}^{zz}$ фільтра (рис. 1.43, а), що обумовлює рівність усіх рядків стрічки МІХ \mathbf{V}^* (рис. 1.43, б).

Матричний запис перетворення вхідного вектора (сигналу, перешкоди) у трьох послідовно включених КІХ-фільтрах пояснюється рис. 1.44.

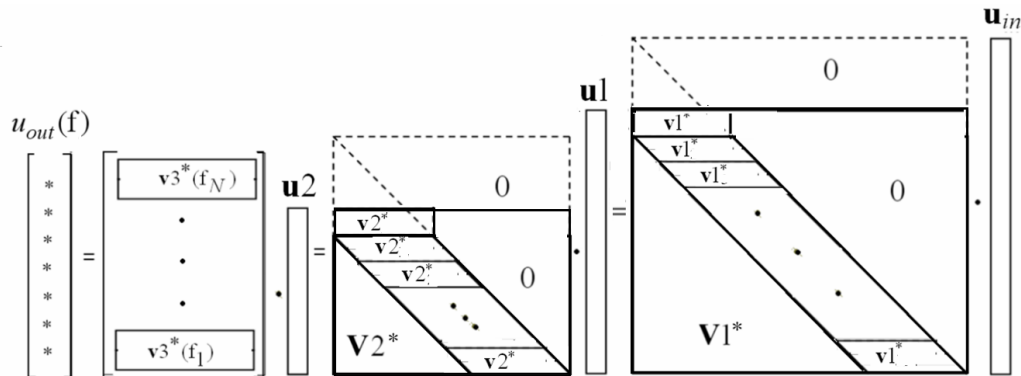


Рисунок 1.44 – Послідовне перетворення вхідного вектора в КАНС МПО

Тут по вектору (1.71), отриманому в першому фільтрі з МІХ $\mathbf{V1}^* = \mathbf{V}^*$, формується вектор $\mathbf{u2}$ розміру $M2 = M1 - n2 = M - n1 - n2$ другого фільтра

$$\mathbf{u2} = [u2_i]_{i=1}^{M2} = \mathbf{V2}^* \cdot \mathbf{u1} = \mathbf{V2}^* \cdot \mathbf{V1}^* \cdot \mathbf{u}_{in}, \quad (1.72)$$

що надходить на КІХ-фільтр – накопичувач із МІХ

$$\mathbf{V3}^*(\mathbf{f}) = [\mathbf{v3}^*(f_i)]_{i=1}^N \quad (1.73)$$

– прямокутною $N \times M2$ матрицею, i -й рядок якої дорівнює $M2$ -вимірної ІХ накопичувача $\mathbf{v3}^*(f_i)$, настроєного на частоту f_i , $i \in 1 \dots N$.

Підсумковий вектор на виході КАНС МПО

$$\mathbf{u}_{out}(\mathbf{f}) = [u_{out}(f_i)]_{i=1}^N = \mathbf{V}\Sigma^*(\mathbf{f}) \cdot \mathbf{u}_{in}, \quad \mathbf{V}\Sigma^*(\mathbf{f}) = \mathbf{V3}^*(\mathbf{f}) \cdot \mathbf{V2}^* \cdot \mathbf{V1}^* \quad (1.74)$$

має той же зміст (сигнальний, завадовий), що й вхідний вектор \mathbf{u}_{in} .

Остання рівність визначає результуючу МІХ, за аналогією з (1.70), що дозволяє записати вихідну потужність КАНС у вигляді

$$\sigma^2(\mathbf{f}) = \mathbf{V}\Sigma^*(\mathbf{f}) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{V}\Sigma(\mathbf{f}). \quad (1.75)$$

Звідси з (1.74) випливають два очевидні способи визначення критерію (1.58) на виході накопичувачів.

Перший спосіб полягає в безпосередньому обчисленні по (1.75), (1.74) $N \times N$ матриць $\sigma^2(\mathbf{f})$ при КМ сигналу $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{Sin}$ і ПП (у суміші із шумом) $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{in}$. Відношення діагональних елементів $\sigma^2_{sout_i}$, $\sigma^2_{out_i}$ цих матриць визначає значення критерію (1.58) на виході накопичувача, настроєного на частоту f_i , $i \in 1, N$.

Другий спосіб базується на використанні в (1.75) факторизованого подання (1.74) матриці $\mathbf{V}\Sigma^*$, що дозволяє записати матрицю $\sigma^2(\mathbf{f})$ у вигляді

$$\sigma^2(\mathbf{f}) = \mathbf{V}\mathbf{3}^*(\mathbf{f}) \cdot \mathbf{R}\mathbf{2} \cdot \mathbf{V}\mathbf{3}^*(\mathbf{f}), \quad \mathbf{R}\mathbf{2} = \mathbf{V}\mathbf{2}^* \cdot \mathbf{R}\mathbf{1} \cdot \mathbf{V}\mathbf{2}, \quad \mathbf{R}\mathbf{1} = \mathbf{V}\mathbf{1}^* \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{V}\mathbf{1}. \quad (1.76)$$

Шукане значення критерію (1.58) у цьому випадку також дорівнює відношенню діагональних елементів матриць $\sigma^2(\mathbf{f})$, отриманих при послідовному перетворенні в матриці $\mathbf{R}\mathbf{1}$ й $\mathbf{R}\mathbf{2}$ (1.76) вхідних КМ $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{Sin}$ і $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{in}$.

При цьому можна контролювати КМ на виході кожного фільтра, тому цей спосіб використовується далі в КАНС із КІХ-фільтрами різного виду.

У розглянутому випадку ермітових тьоплицевих КМ $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{Sin}$ і $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{in}$ й фільтрів з "стаціонарними" МИХ $\mathbf{V}\mathbf{1}^*$ і $\mathbf{V}\mathbf{2}^*$ (рис. 4) обумовлені ними КМ $\mathbf{R}\mathbf{1}$ і $\mathbf{R}\mathbf{2}$ (19) на виходах відповідних фільтрів також ермітові тьоплицеві. Доведемо це досить очевидне твердження, з якого випливає важливий для подальшого висновок, на прикладі матриці $\mathbf{R}\mathbf{1}$. Доказ для матриці $\mathbf{R}\mathbf{2}$ аналогічно.

Елемент $r_{i\ell}$, $i, \ell < M$ матриці $\mathbf{R}\mathbf{1} = [r_{i\ell}]_{i, \ell=1}^{M1} = \mathbf{V}\mathbf{1}^* \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{V}\mathbf{1}$, дорівнює

$$r_{i\ell} = \mathbf{b}_i^* \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{b}_\ell, \quad (1.77)$$

де \mathbf{b}_i^* – M – вимірний i -й рядок матриці $\mathbf{V}\mathbf{1}^*$, пов'язана з ІХ $\mathbf{v}\mathbf{1}^*$ рівністю

$$\mathbf{b}_i^* = \mathbf{v}\mathbf{1}^* \cdot \mathbf{E}_{zz}^{(M)*}(i), \quad (1.78)$$

Тут $\mathbf{E}_{zz}^{(M)*}(i)$ – $zz \times M$ матриця, складена із zz суміжних рядків одиничної $M \times M$ матриці \mathbf{I}_M , починаючи з i -ої.

У силу (1.78) рівність (1.77) можна переписати у вигляді

$$r_{i\ell} = \mathbf{v}\mathbf{1}^* \cdot \mathbf{R}_{zz}(i, \ell) \cdot \mathbf{v}\mathbf{1}, \quad \mathbf{R}_{zz}(i, \ell) = [r_{zz}(p, q)] = \mathbf{E}_{zz}^{(M)*}(i) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{E}_{zz}^{(M)}(\ell), \quad (1.79)$$

де $[r_{zz}(p, q)]$, $p \in i \dots zz + i - 1$, $q \in \ell \dots zz + \ell - 1$ – підматриця розміру $zz \times zz$ вхідної КМ \mathbf{R} із першим діагональним елементом $r_{i\ell}$.

Аналогічним чином неважко переконатися, що елемент $r_{i+1, \ell+1}$ матриці \mathbf{R}_1 рівний $r_{i+1, \ell+1} = \mathbf{v}_1^* \cdot \mathbf{R}_{zz}(i+1, \ell+1) \cdot \mathbf{v}_1$. Але для ермітової теплоцевої КМ \mathbf{R} справедлива рівність $\mathbf{R}_{zz}(i+1, \ell+1) = \mathbf{R}_{zz}(i, \ell)$, тому $r_{i+1, \ell+1} = r_{i\ell}$ і, отже, матриця $\mathbf{R}_1 = [r_{i\ell}]_{i, \ell=1}^{M_1}$ також ермітова теплоцева. Її перший стовпець

$$\mathbf{r}_1 = [r_{i,1}]_{i=1}^{M_1} = \mathbf{v}_1^* \cdot \mathbf{R}_{zz}(i, 1) \cdot \mathbf{v}_1 \quad (1.80)$$

має сенс КП процесу на виході першого фільтра. Перший елемент цієї КП

$$\mathbf{r}_{1_1} = \mathbf{v}_1^* \cdot \mathbf{R}_{zz}(1, 1) \cdot \mathbf{v}_1 = \sigma_1^2 \quad (1.81)$$

– квадратична форма zz -вимірного ІХ фільтра з ермітовою теплоцевою $zz \times zz$ матрицею $\mathbf{R}_{zz}(1, 1)$, у силу (1.64), (1.70), описує потужність цього процесу.

Наведені методики реалізовані в розробленій дослідницькій програмі, по якій далі розраховується ефективність МПО пачкових когерентних сигналів на фоні одношарових і двошарових ПП у КАНС (рис. 1.42) з неадаптивними КІХ і КІХ–БІХ фільтрами різної структури.

У першому випадку критерій (1.58) розраховується в "часовій", а в другому – в "частотній" області, що дозволяє обійти труднощі, що пов'язані з теоретичною нескінченністю імпульсних характеристик КІХ–БІХ фільтрів.

1.7.4 Моделі корисних сигналів і пасивних перешкод

Продемонструємо роботу розробленої програми моделювання гауссових авторегресійних (АР) пасивних перешкод для імпульсних РЛС різного класу й призначення.

У якості вихідних даних у ній задаються:

- довжина хвилі λ , м і частота (постійна) зондування РЛС F_r , Гц;
- ширина спектра (розкид) швидкостей джерел ПП, м/с;

- порядок $p \geq 1$ АР процесу, що апроксимує ПП;
- положення максимуму спектра ПП на нормованій частотній осі;
- відносна (по відношенню до потужності шуму) потужність η ПП.

На рис. 1.45 показаний приклад спектра $s_{in}(f - f_0)$ адитивної суміші білого шуму одиничної потужності й АР процесу ПП порядку $p = 10$ з відносним рівнем $\eta = 60$ дБ, шириною $\Delta f \approx 0.04$ за рівнем 0.2 від максимуму й нульовим зсувом ($f_0 = 0$) на нормованій частотній осі. У РЛС 10-сантиметрового діапазону ($\lambda = 0.1$ м) із частотою зондування $F_r = 750$ Гц такі параметри можуть мати спектри відбиттів від Земної поверхні, покритою рослинністю, при розкіді швидкостей відбивачів ≈ 1 м/с [20–23].

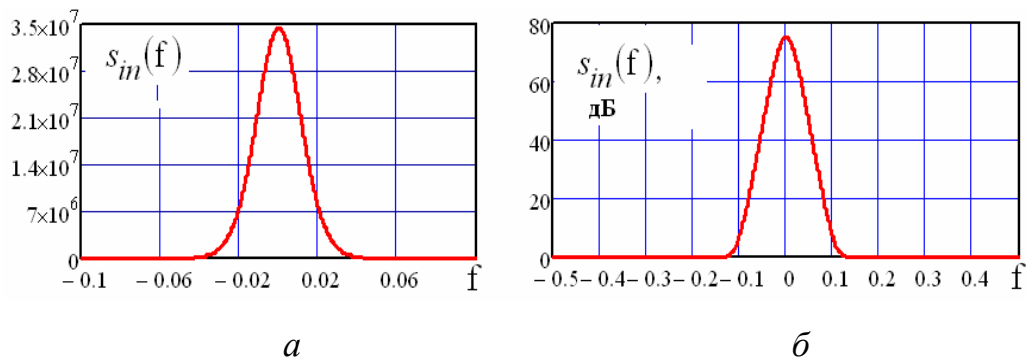


Рисунок 1.45 – Спектр суміші білого шуму й АР-процесу ПП порядку $p = 10$

У зв'язку із цим далі, якщо не застережене зворотне, процеси з таким спектром використовуються як приклад ПП від місцевих предметів.

Для таких ПП нижче використовується також ідеалізована модель процесів із прямокутним спектром із заданими шириною й інтенсивністю.

ПП від метеоутворень моделюються АР-процесами більш низького порядку p (з більш плавно спадаючими спектрами), з меншою відносною інтенсивністю η , але з більш широким спектром і довільним положенням максимуму унімодального спектра на частотній осі.

Приклади подібних спектрів у лінійному (а) і логарифмічному (б) масштабах показані на рис. 1.46.

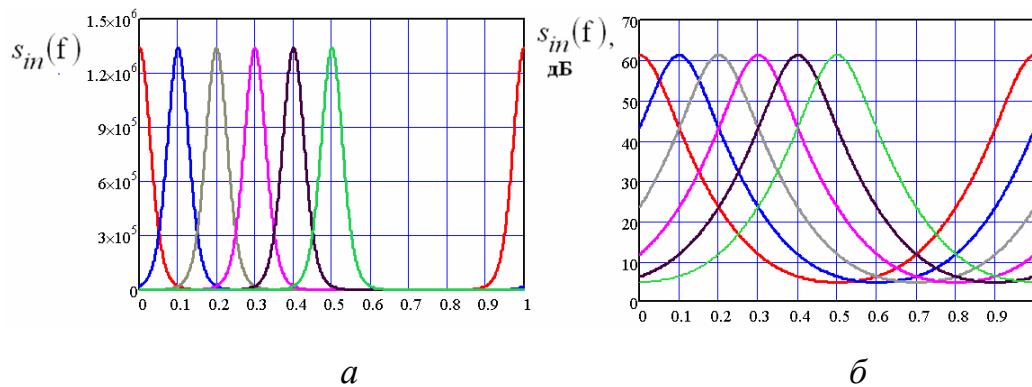


Рисунок 1.46 – Приклади спектрів у лінійному (а) і логарифмічному (б) масштабах

Тут змодельоване сімейство спектрів сумішей шуму й АР-процесів порядку $p = 5$ з відносними інтенсивністю $\eta = 50$ дБ і шириною $\Delta f \approx 0.1$ за рівнем 0.2 від максимуму. Параметр сімейства – зсув $f_0 = (i - 1)/10$ ($i \in 1 \dots 6$) центральної частоти спектра ПП на нормованій частотній осі. У РЛС 10–см діапазону з $F_r = 750$ Гц такі параметри відповідають розкиду швидкостей відбивачів $\Delta V \approx 2.5$ м/с, типовому для дощу [20–23].

Адитивна суміш відбиттів від місцевих предметів і метеоутворень може породжувати ПП із розщепленим спектром. Приклади спектрів двошарових ПП, отриманих підсумовуванням спектрів рис. 1.45 і рис. 1.46, показані на рис. 1.47.

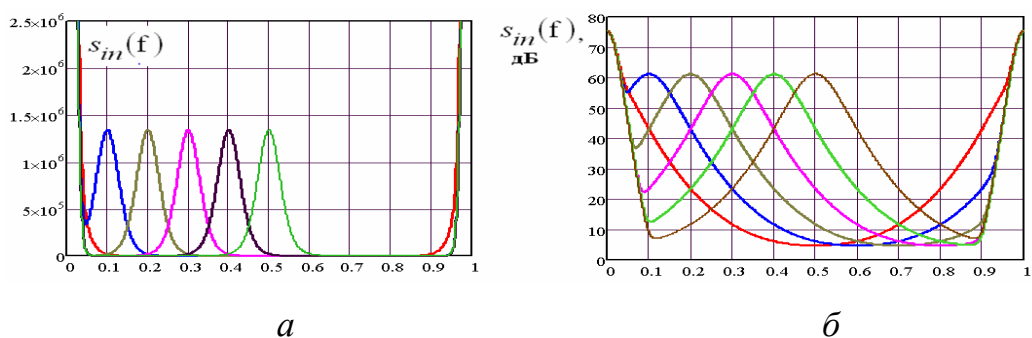


Рисунок 1.47 – Приклади спектрів двошарових ПП

На рис. 1.48 показані модулі $|\rho_1|$ нормованих КП $\rho_1 = [\rho_{1p}]_{p=1}^M = \mathbf{r}1 / r_{1_1}$ АР-процесів у суміші із шумом, спектри яких наведені на рис. 1.45–1.47.

Крива 1 відповідає нормованій КП процесу зі спектром рис. 1.45, крива 2 –

процесам зі спектрами рис. 1.46, криві 3, 4, 5 – процесам із сумарними спектрами рис. 1.47 зі зсувами $f_0 = 0, 0.2, 0.4$ відповідно, крива 6 – ідеалізованому процесу з відносною інтенсивністю $\eta = 10^9$ із прямокутним спектром шириною $\Delta f = 0.05$, по якому розраховуються параметри одного з неадаптивних фільтрів (РФ-фільтра).

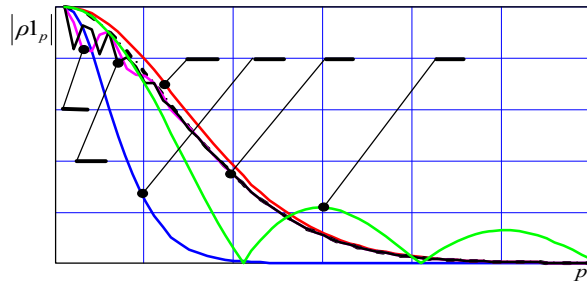


Рисунок 1.48 – Модулі нормованих КП

Процеси із симетричними унімодальними спектрами, подібними наведеним на рис. 1.46, при $f_0 \neq 0$ можуть мати комплексні КП, але з рівними модулями, для умов рис. 1.46 показаних кривій 2. Модулі комплексних КП багат шарових, зокрема, двошарових перешкод залежать від частот "шарів" і тому можуть різнитися, породжуючи переколювання модулів КП (криві 3, 4, 5).

У якості моделей сигналів будемо використовувати процеси зі спектром

$$s(f) = h_s \cdot \delta(f - f_s), \tag{1.82}$$

зосередженим у точці f_s нормованої частотної осі $f \in -1/2, 1/2$.

Тут $\delta(x)$ – дельта-функція; h_s – відносна (стосовно потужності шуму) потужність імпульсів пачки корисного сигналу.

Відповідно до (1.59), КМ і вектор КП такого сигналу дорівнюють відповідно

$$\mathbf{R}_s = [r_{i\ell}^{(s)}]_{i,\ell=1}^M = h_s \cdot \mathbf{x}(f_s) \cdot \mathbf{x}^*(f_s), \quad \mathbf{r1}_s = [r1_p^{(s)}]_{p=1}^M = h_s \cdot \mathbf{x}(f_s). \tag{1.83}$$

Підкреслимо, що наведені моделі ні в якій мері не вичерпують різноманіття спектрів реальних ПП і корисних сигналів, і тому для безлічі реальних ситуацій не можуть дати досить повного уявлення про потенційні можливості різних КАНС МПО. Проте, вони дозволяють досить коректно порівнювати їх між собою в однаковій ситуації, що є однією із цілей даної роботи.

1.7.5 Структури, параметри й особливості фільтрів КАНС МПО

Перейдемо до опису фільтрів у розглянутій комбінованій системі МПО (рис. 1.42). Розглянемо спочатку три неадаптивні фільтри придушення ПП зі спектрами, зосередженими в околиці частоти $f_0 = 0$.

Почнемо із класичного фільтра (рис. 1.49) багаторазового черезперіодного віднімання (ЧПВ-фільтра), що використовується в компенсаційних і компенсаційно-фільтрових системах СРЦ імпульсних РЛС до сьогоднішнього дня [1, 6].

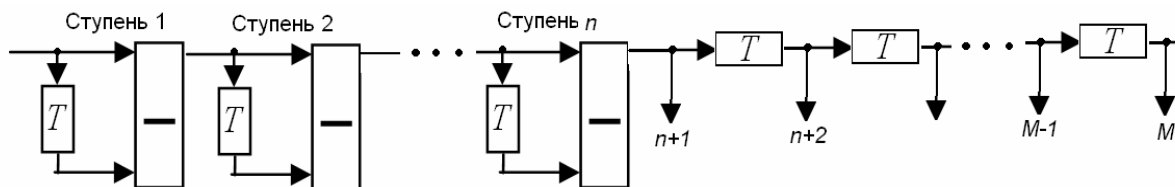


Рисунок 1.49 – ЧПВ-фільтр

Він складається з $n < M$ ідентичних ступенів, у кожній з яких у довільний момент часу t формується різниця двох вхідних відліків процесу, розділених інтервалом зондування T (тут і далі – постійним).

На рис. 1.50 показана МІХ цього фільтра, позначена \mathbf{W}_4 , для $M = 6$ і $n = 3$. Вона дорівнює добутку МІХ попередніх ступенів – нижніх трикутних стрічкових (двохдіагональних) дійсних матриць \mathbf{CPV}_ℓ , $\ell \in 1 \dots 3$.

$$\mathbf{W}_4 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 3 & -3 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 3 & -3 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 3 & -3 & 1 \end{pmatrix} = \mathbf{CPV}_3 \cdot \mathbf{CPV}_2 \cdot \mathbf{CPV}_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

Рисунок 1.50, а – МІХ ЧПВ-фільтра

Елементи $w_{i\ell}^*$ ІХ w_i^* МІХ \mathbf{W}_4 збігаються зі знакозмінними біноміальними коефіцієнтами. З ростом числа ступенів n (порядку фільтра) їх модулі швидко збільшуються, що неприйнятно із цілого ряду причин. Тому звичайно

використовуються фільтри (рис. 1.49) з нормованими МІХ

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_{n+1}^*]_{n=1}^{M-1} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{W}, \quad \mathbf{D} = \text{diag}[d_i]_{i=1}^M, \quad \mathbf{v}_i^* = d_i \cdot \mathbf{w}_i^*, \quad d_i = 1/\sqrt{\mathbf{w}_i^* \cdot \mathbf{w}_i} \quad (1.84)$$

с ІХ \mathbf{v}_i^* "довжини" $\mathbf{v}_i^* \cdot \mathbf{v}_i = 1$.

Переваги такого нормування полягає в тому, що воно зберігає постійний (одиничний) коефіцієнт передачі внутрішнього шуму при довільному числі ступенів фільтра й при цьому не впливає на енергетичне відношення сигнал/(перешкода + шум) на його виході.

Нормовані МІХ (1.84) для $M = 6$ і $n = 1, 2, 3$ показані на рис. 1.50, б.

$$\mathbf{V}_4 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.707 & 0.707 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.408 & -0.816 & 0.408 & 0 & 0 & 0 \\ -0.224 & 0.671 & -0.671 & 0.224 & 0 & 0 \\ 0 & -0.224 & 0.671 & -0.671 & 0.224 & 0 \\ 0 & 0 & -0.224 & 0.671 & -0.671 & 0.224 \end{pmatrix} \quad \mathbf{V}_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.707 & 0.707 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.408 & -0.816 & 0.408 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.408 & -0.816 & 0.408 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.408 & -0.816 & 0.408 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.408 & -0.816 & 0.408 \end{pmatrix} \quad \mathbf{V}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.707 & 0.707 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.707 & 0.707 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.707 & 0.707 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.707 & 0.707 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.707 & 0.707 \end{pmatrix}$$

Рисунок 1.50, б – Нормовані МІХ ЧПВ-фільтра

Як і в інших КІХ-фільтрах, вони є нижніми трикутними стрічковими (НТС) матрицями із шириною стрічки $zz = n + 1$. "Стационарна" частина цих МІХ – стрічкова прямокутна підматриця $\mathbf{V}^* = [\mathbf{v}_i^*]_{i=n+1}^M$ розміру $M1 \times M$, $M1 = M - n$ вихідної "нестационарної" $M \times M$ МІХ.

Сума дійсних знакозмінних елементів i -го рядка (ІХ \mathbf{v}_i^* , $i \in 2 \dots M$) (1.84), як нормованих коефіцієнтів бінома Ньютона $(x-1)^i$ ($i \leq zz = n + 1$) дорівнює нулю. Тому в точці $f = 0$ частотна характеристика (ЧХ) $\mathbf{v}_i^* \cdot \mathbf{x}(f)$ і, отже, квадрат модуля (ЕЧХ) такого фільтра

$$k_i(f) = \left| \mathbf{v}_i^* \cdot \mathbf{x}(f) \right|^2 \quad (1.85)$$

в умовах (1.59) також дорівнюють нулю, тобто задовольняє вимозі до неадаптивного фільтра придушення ПП з нульовим доплерівським зсувом спектра $f_0 = 0$.

На рис. 1.51 показані ЕЧХ (1.85) фільтрів рис. 1.49 різного порядку n .

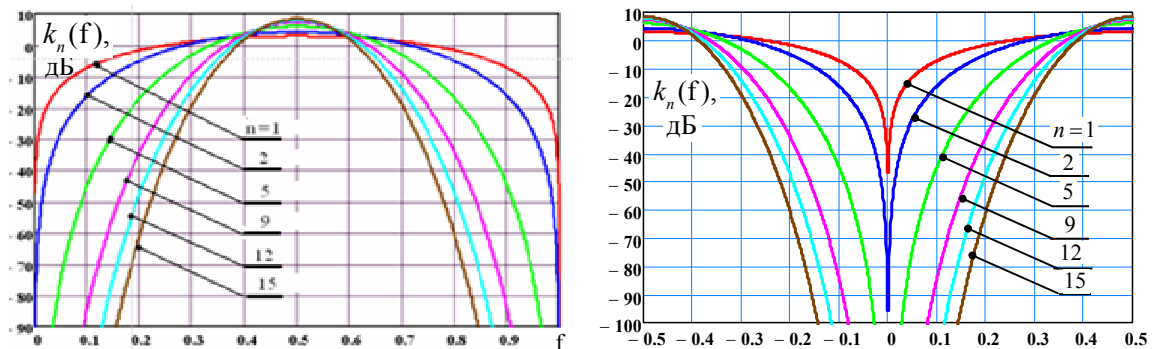


Рисунок 1.51 – ЕЧХ (1.85) ЧПВ-фільтра

Вони ілюструють добре відому властивість таких фільтрів – ріст їх порядку (числа ступенів) розширює й "поглиблює" зону сліпих швидкостей, що може бути невиправдано в умовах ПП із вузьким спектром від місцевості. Але при малому числі ступенів їх ефективність може виявитися недостатньою при високій інтенсивності ПП від місцевості з відносно широким спектром.

Розглянемо тому фільтр іншої структури, у якому відзначені недоліки проявляються меншою мірою.

Можливий алгоритм побудови режекторних фільтрів ПП від місцевих предметів базується на відомій властивості КІХ-фільтрів. Вона полягає в тому, що КІХ-фільтр n -го порядку забезпечить нетривіальний мінімум потужності перешкоди на виході, якщо його ІХ $\mathbf{v}_{zz}^* = [v_{zz,\ell}^*]_{\ell=1}^{zz}$ ($zz = n + 1$) буде пропорційна першому або останньому ряду $zz \times zz$ матриці $\Psi^{(zz)} = \mathbf{R}^{(zz)^{-1}}$, оберненої до $zz \times zz$ КМ $\mathbf{R}^{(zz)}$ вхідного процесу (тривіальний (нульовий) мінімум забезпечується нульовою ІХ, непридатною для практичного використання). У свою чергу останній рядок матриці $\Psi^{(zz)}$ пропорційний останньому zz -вимірному ряду \mathbf{h}_{zz} нижньої трикутної $zz \times zz$ матриці \mathbf{H} – правому співмножнику Холецького цієї матриці у поданні $\Psi^{(zz)} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H}$. Таку ІХ може мати, зокрема, решітчастий фільтр (РФ), показаний на рис. 1.52.

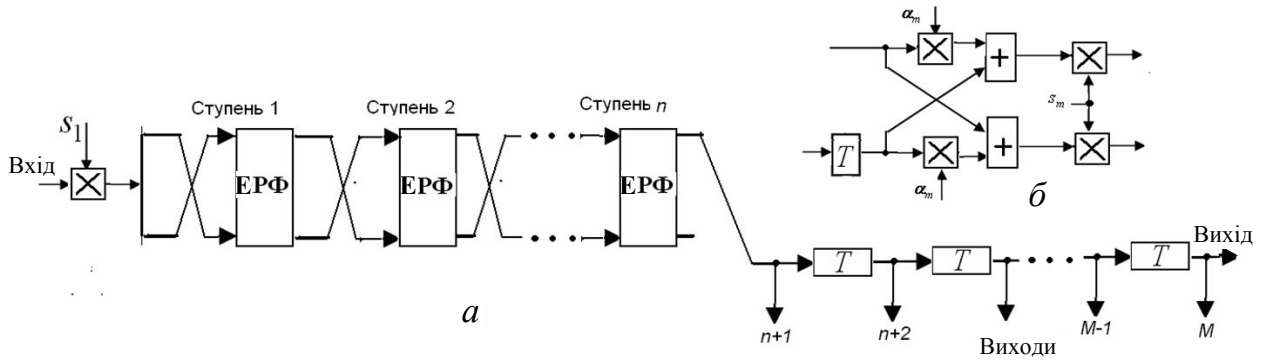


Рисунок 1.52 – Решітчастий фільтр

Як і ЧПВ-фільтр (рис. 1.49), РФ (а) містить $n < M$ ступенів, утворених послідовним з'єднанням ідентичних "елементарних решітчастих фільтрів (ЕРФ)" – двохвходових вагових суматорів з перехресними зв'язками (б). Задаючи КП вхідного процесу, можна знайти параметри (частинні коефіцієнти кореляції (ч.к.к.) α_m і нормування s_m) m -го ($m \in 1, n$) ЕРФ, при яких (не формована явно) МІХ РФ рис. 1.52 буде НТС матрицею із шириною стрічки $zz = n + 1$, а рядки стрічки будуть пропорційний останньому рядку \mathbf{h}_{zz} нижньої трикутної $zz \times zz$ матриці \mathbf{H} .

На рис. 1.53 наведені нормовані МІХ (1.84) РФ рис. 1.52 для $M = 6$ – елементної пачки при $n = 1, 2, 3$, відповідні до показаної кривої 6 на рис. 1.48 КП тестового процесу із прямокутним спектром шириною $\Delta f = 0.05$ і відносною інтенсивністю $\eta = 10^9$ (90 дБ).

$$\mathbf{V}_4 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.7060.709 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.409-0.815 & 0.41 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.224 & 0.67 & -0.6710.225 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.224 & 0.67 & -0.6710.225 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.224 & 0.67 & -0.6710.225 & 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{V}_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.7060.709 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.409-0.815 & 0.41 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.409-0.815 & 0.41 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.409-0.815 & 0.41 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.409-0.815 & 0.41 & 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{V}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.7060.709 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.7060.709 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.7060.709 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.7060.709 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.7060.709 & 0 \end{pmatrix}$$

Рисунок 1.53 – Нормовані МІХ (1.84) РФ

Сума елементів $(n + 1)$ -го рядка, що має зміст ІХ одиничної "довжини" \mathbf{v}_{n+1}^* ($n \in 1 \dots M - 1$) фільтра рис. 1.52 з n ЕРФ, тут відмінна від нуля. Тому в точці

$f = 0$ ЕЧХ (1.85) такого фільтра має ненульовий "провал", а його ЕЧХ у цілому, показана на рис. 1.54, *a*, відрізняється від ЕЧХ фільтра рис. 1.49.

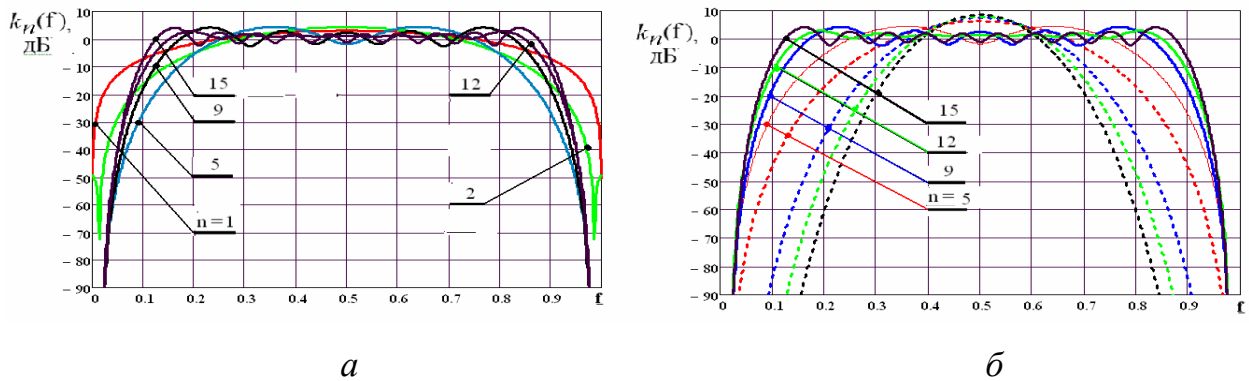


Рисунок 1.54 – ЕЧХ РФ

Основна відмінність полягає в степені "прямокутності" ЕЧХ і характері зміни ширини зони сліпих швидкостей у міру росту числа ступенів. Якщо в ЧПВ-фільтрі ріст їх числа монотонно збільшує ширину цієї зони, то в РФ, настроєному по КП процесу із прямокутним спектром, ріст числа ЕРФ, починаючи з порівняно малого $n > 3$, на низькому рівні не змінює цю зону, рівну заданій ширині спектра, і збільшує "прямокутність" ЕЧХ при подальшому рості n . "Протилежний" характер зміни ЕЧХ із ростом n ілюструє рис. 1.54, *б*, де для тих самих значень n наведені ЕЧХ фільтрів рис. 1.49 (штрихові криві) і рис. 1.52 (суцільні криві того ж кольору).

Розглянемо ще один неадаптивний фільтр придушення ПП (рис. 1.55) з нульовим зсувом спектра, що використовується в існуючій (штатній) апаратурі.

Він являє собою один з варіантів класичних цифрових фільтрів, що поєднують фільтри з скінченною (КІХ) і нескінченною (БІХ) імпульсними характеристиками. Через останню властивість фільтр рис. 1.55 зручніше досліджувати в частотній області.

Частотна характеристика (ЧХ) фільтра має вигляд [26, 27]

$$g(f) = \frac{p(f)}{q(f)} = \frac{a_1 + a_2 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} + \dots + a_{n+1} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot n}}{1 + b_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} + \dots + b_m \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot m}} = \frac{\sum_{i=1}^{n+1} a_i \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (i-1)}}{1 + \sum_{i=1}^m b_i \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i}}. \quad (1.87)$$

де $\mathbf{A} = [a_i]_{i=1}^{n+1}$ і $\mathbf{B} = [b_i]_{i=1}^m$ – ваги КІХ і БІХ фільтрів відповідно.

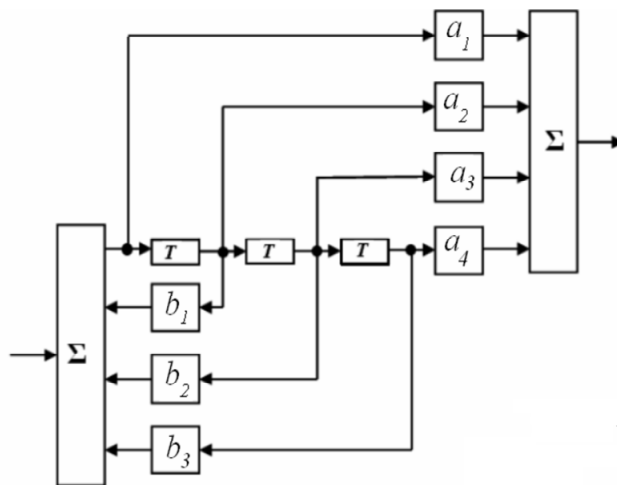


Рисунок 1.55 – Фільтр, що поєднує фільтри з КІХ і БІХ ІХ

Нижче досліджується фільтр рис. 1.55, який далі для стислості називається штатним (фільтром придушення ПП). У ньому використовується один вектор ваг

$$\mathbf{A} = [a_i]_{i=1}^4 = [-1, 3, -3, 1] \quad (1.88)$$

КІХ-фільтра й чотири варіанти вектора ваг БІХ-фільтра $\mathbf{B} = [b_i]_{i=1}^3$:

	b_1	b_2	b_3
№1	0	-0.49	0.28
№2	0	-0.71	1.1
№3	-0.12	-0.5	0
№4	-0.13	-0.57	-0.52

На рис. 1.56 показані ЕЧХ $k_i(f) = |g_i(f)|^2$ ($i \in 1 \dots 4$) (15) цього фільтра

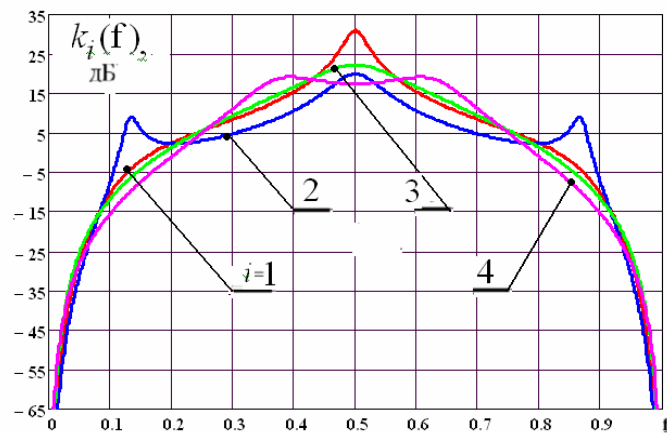


Рисунок 1.56 – ЕЧХ КІХ–БІХ фільтрів

Вони незначно відрізняються між собою в області "оптимальних" швидкостей, але мають приблизно рівну ширину зони сліпих швидкостей, більш вузьку, чим розглянутий РФ (рис. 1.52), і значно більш вузьку, чим ЧПВ-фільтри (рис. 1.49) із числом ступенів $n > 4$.

Порівняння рис. 1.56 і рис. 1.54, *a* ілюструє добре відомий результат – приблизно рівні "глибина" і ступінь прямокутності "провалу" ЕЧХ в околиці нульової частоти можуть забезпечуватися КІХ–БІХ фільтрами (рис. 1.55), сумарний порядок яких помітно менше, чим необхідний для цього порядок КІХ-фільтра [26, 27]. Однак немінучі перехідні процеси в комбінованих КІХ–БІХ фільтрах роблять їх переваги неочевидними. Тому їх порівняння з КІХ-фільтрами (РФ рис. 1.52) за критерієм (1.58), що характеризує ефективність СРЦ, є однієї із завдань подальших досліджень.

Перейдемо до адаптивного фільтра придушення ПП, у якості якого будемо використовувати АРФ зі структурою, наведеної на рис. 1.52. Від свого неадаптивного аналога АРФ відрізняється тим, що параметри ЕРФ, що визначають його МІХ у цілому, будуються не по апріорі заданої КП, а по КП реального процесу на його вході. На даному етапі вона покладається відомою, на наступному реально невідома КП замінюється оцінкою того або іншого виду.

Приклади нормованих МІХ АРФ із $n = 3$ ЕРФ при $M = 6$ – елементній пачці відбиттів від місцевих предметів зі спектром рис. 1.45, метеоутворень зі зсувом $f_0 = 0.25$ центральної частоти спектра (рис. 1.46), і ПП, утвореною їх сумою (рис. 1.47), наведені на рис. 1.57, *a*, *б*, *в* відповідно.

$$\begin{array}{ccc}
 \mathbf{V} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.71 & 0.71 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.41 & -0.82 & 0.41 & 0 & 0 & 0 \\ -0.21 & 0.65 & -0.69 & 0.24 & 0 & 0 \\ 0 & -0.21 & 0.65 & -0.69 & 0.24 & 0 \\ 0 & 0 & -0.21 & 0.65 & -0.69 & 0.24 \end{pmatrix} & \mathbf{V} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.7i & 0.71 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.4 & -0.81i & 0.43 & 0 & 0 & 0 \\ 0.2i & -0.63 & -0.7i & 0.27 & 0 & 0 \\ 0 & 0.2i & -0.63 & -0.7i & 0.27 & 0 \\ 0 & 0 & 0.2i & -0.63 & -0.7i & 0.27 \end{pmatrix} & \mathbf{V} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.67-0.07i & 0.74 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0+0.49i & -0.51-0.49i & 0.52 & 0 & 0 & 0 \\ 0.14-0.18i & 0.03+0.62i & -0.5-0.45i & 0.34 & 0 & 0 \\ 0 & 0.14-0.18i & 0.03+0.62i & -0.5-0.45i & 0.34 & 0 \\ 0 & 0 & 0.14-0.18i & 0.03+0.62i & -0.5-0.45i & 0.34 \end{pmatrix} \\
 a & б & в
 \end{array}$$

Рисунок 1.57 – Нормовані МІХ АРФ

Як і попередні, МІХ АРФ рис. 1.57 являють собою НТС матриці із шириною стрічки $zz = n + 1$, але не тільки дійсні, а й комплексні (для процесів зі спектрами, зрушеними на частоту $f_0 \neq 0$).

На рис. 1.58 показані сімейства ЕЧХ АРФ в умовах ПП із тими ж спектрами. Параметр сімейства – число n ЕРФ у складі АРФ (порядок фільтра).

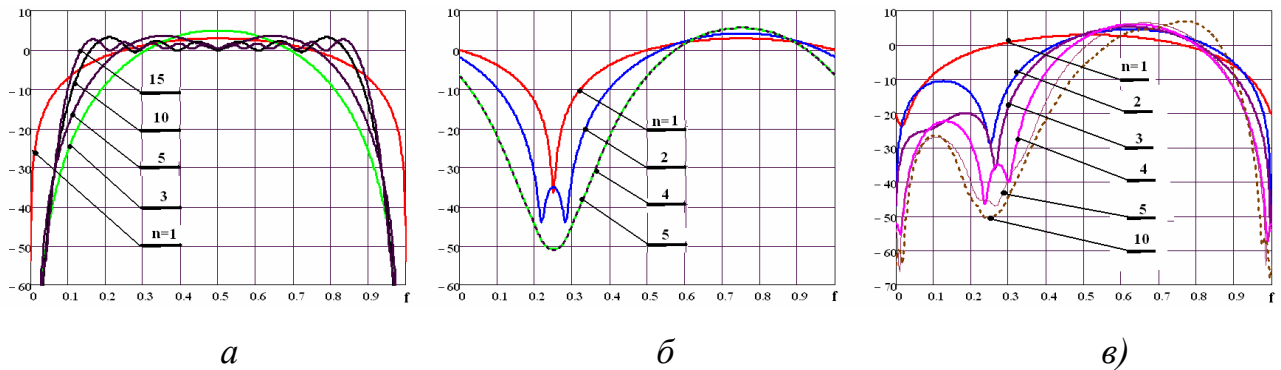


Рисунок 1.58 – ЕЧХ АРФ в умовах ПП

Видно, що АРФ потенційно здатний ефективно адаптуватися до спектра перешкоди (як і будь-який інший фільтр із МІХ, пропорційної відповідним до рядків матриці $\Psi^{(zz)} = \mathbf{R}^{(zz)^{-1}}$). Для ефективної адаптації до частотних зсувів окремих "шарів" спектра перешкоди потенційно достатній порядок АРФ, що збігається із числом цих шарів. Для відтворення "антиформи" спектра цей порядок повинен бути близький до порядку АР-процесу, що добре апроксимує ПП.

Ефективність наступної обробки залежить від спектра процесу на виході відповідного фільтра, інтеграл від якого дорівнює потужності σ^2 (1.64), (1.65) процесу на його виході.

На рис. 1.59 – 1.62 показані спектри ПП на виходах розглянутих фільтрів при наявності на вході відбиттів від місцевих предметів зі спектром рис. 1.45 (а), метеоутворень зі зсувом $f_0 = 0.25$ центральної частоти спектра (рис. 1.56) (б), і ПП, утвореною їх сумою (рис. 1.47) (в).

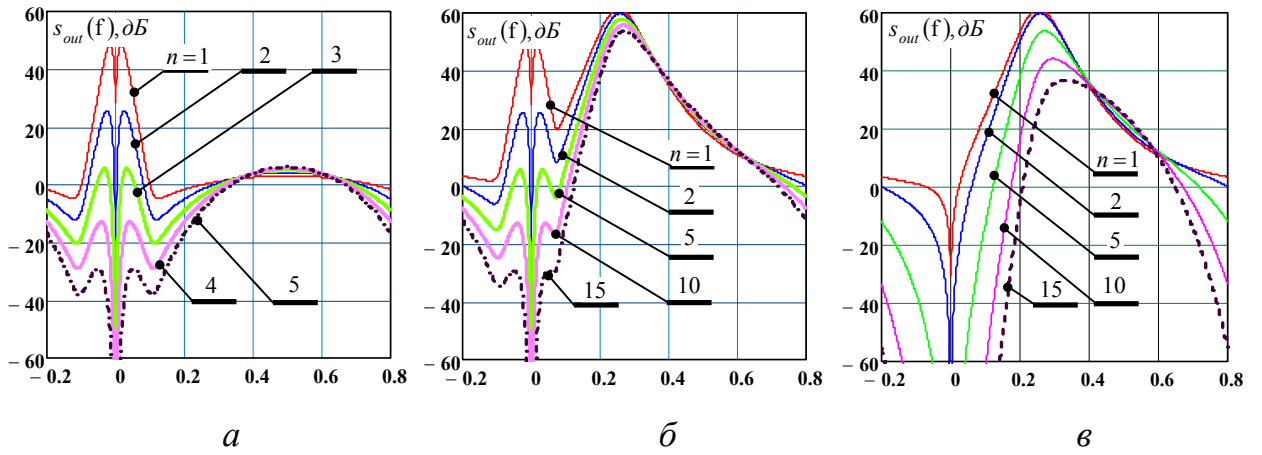


Рисунок 1.59 – Спектри ПП на виході ЧПВ-фільтра рис. 1.49

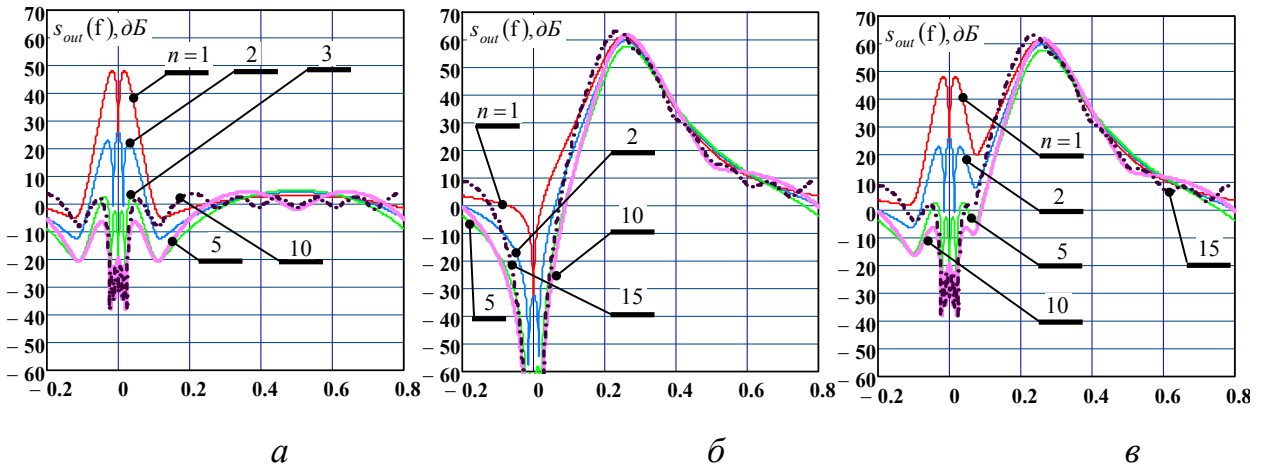


Рисунок 1.60 – Спектри ПП на виході неадаптивного РФ рис. 1.52

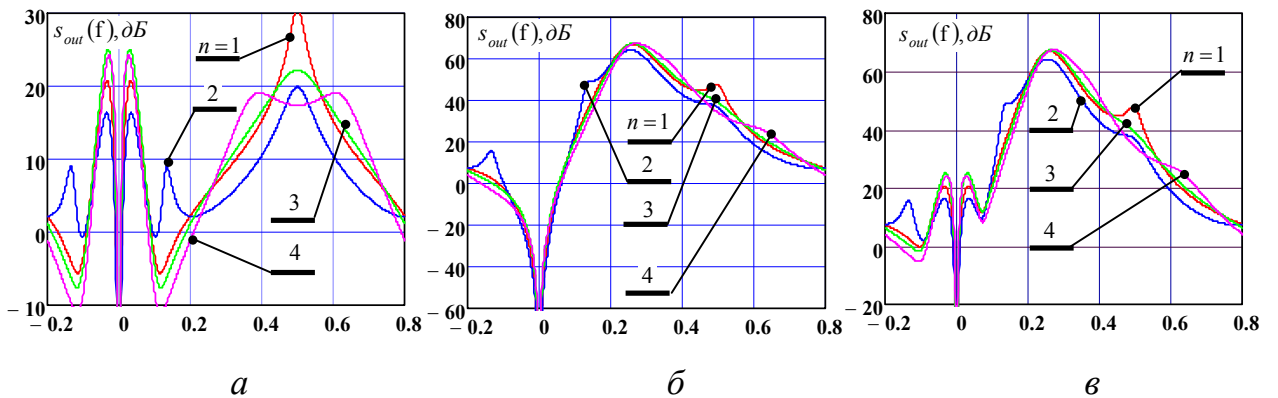


Рисунок 1.61 – Спектри ПП на виході штатного КІХ-БІХ фільтра рис. 1.55

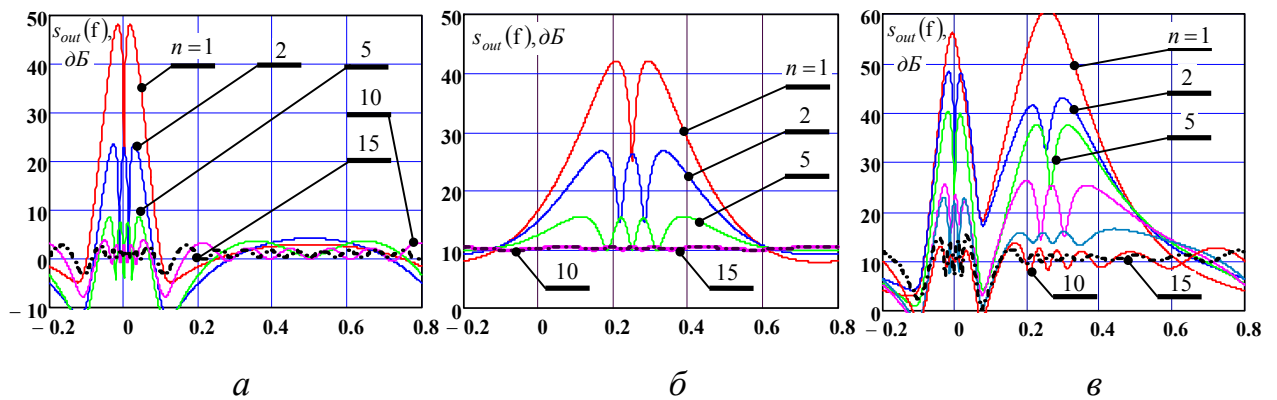


Рисунок 1.62 – Спектри ПП на виході "точного" АРФ

Аналіз наведених результатів дозволяє зробити наступні висновки.

1. Усі фільтри навіть відносно низького порядку $n \leq 3$ ефективно компенсують інтенсивну ПП від місцевих предметів з вузьким спектром (з доплерівським зсувом $f_0 = 0$ центральної частоти) (див. рис. 1.59 – 1.62, а). Подальше збільшення порядку ЧПВ-фільтра (рис. 1.49) розширює його зону режекції, що може невиправдано знижувати ефективність виявлення корисних сигналів із частотами поза зоною частот місцевих предметів. При аналогічному збільшенні порядків РФ і АРФ (рис. 1.52) зона ефективної режекції не розширюється й навіть може звужуватися (рис. 1.60, 1.62). Штатний фільтр (рис. 1.55) компенсує ПП від місцевості, поза спектром якої форма спектра залишків повторює форму його ЕЧХ (рис. 1.56, рис. 1.61, а). Спектр залишків перешкод на виході, що відбілює АРФ порядку $n \geq p$, як і впливає з теорії, наближається до рівномірного.

2. Усі неадаптивні фільтри, настроєні на придушення перешкод від нерухливих місцевих предметів, як і планувалося, не компенсують ПП від рухомих метеоутворень (рис. 1.59 – 1.61, б), а також від їх суми з місцевими предметами (рис. 1.56 – 1.58, в). У той же час АРФ, порядок (число ступенів n) якого перевищує порядок процесу АР, що апроксимує ПП, здатний відбілити спектр залишків, і ступінь відбілення залежить від ширини спектра (коефіцієнта міжперіодної кореляції ρ_1) ПП. Так, в умовах рис. 1.62, а ($p=10$, $\rho_1=0.997$) приблизно рівномірний спектр залишків при $n \geq 10$ встановлюється на рівні, близькому до рівня внутрішнього шуму приймача (0 дБ), що пов'язане з високим ступенем

кореляції (вузьким спектром) міжперіодних флуктуацій ПП. В умовах рис. 1.62, б ($p = 5$, $\rho_1 = 0.978$) при $n \geq p$ також установлюється майже рівномірний спектр залишків, але на більш високому рівні (≈ 10 дБ) через більш низьку кореляцію перешкод. При "сумарному" вхідному процесі (рис. 1.62, в) для наближення спектра залишків перешкод до рівномірного порядок АРФ повинен бути близьким до порядку процесу з більшим значенням p , але рівень установлення залишків буде визначатися меншим коефіцієнтом кореляції.

Підсумкова ефективність загальної схеми обробки (рис. 1.41) при обраних фільтрах придушення ПП залежить і від ЕЧХ (ІХ) фільтра – накопичувача корисного сигналу. Нижче покладається, що у всіх випадках використовується накопичувач заданого розміру M , "зважений" вікном Ханна з вагами $d_i = 1 - \cos(2\pi \cdot (i-1)/M)$, $i \in 1 \dots M$, частота настроювання якого збігається із частотою f_s корисного сигналу у всьому діапазоні нормованих частот $f \in -1/2, 1/2$. Відповідна ЕЧХ із вектором ваг одиничної "довжини" у цьому випадку записується у вигляді

$$ks(f_s, f) = 1/d \cdot \left| \mathbf{x}^*(f_s) \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}(f) \right|^2, \quad \mathbf{D} = \text{diag}[d_i]_{i=1}^M, \quad d = \sum_{i=1}^M (d_i)^2. \quad (1.89)$$

Приклади ЕЧХ Ханна (1.89) розміром $M = 8, 16, 32$ наведені на рис. 1.63.

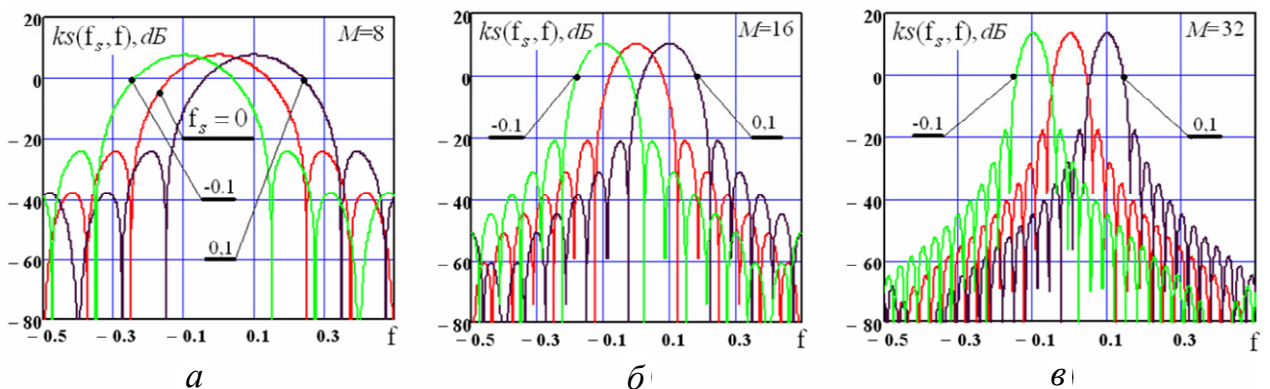


Рисунок 1.63 – ЕЧХ Ханна

Їх важлива перевага – швидке зниження рівня дальніх бічних пелюсток з ростом розміру накопичувача.

1.7.6 Результати розрахунків граничної ефективності КАНС МПО

Наведені результати дозволяють пояснити різницю розглянутих нижче граничних можливостей за критерієм (1.58) різних варіантів КАНС МПО, для стислості позначуваних нижче номерами від 1 до 6 (зверху вниз по рис. 1.42). Вони визначаються в наборі тестових ситуацій, що включають ПП від місцевих предметів з нульовою центральною доплерівською частотою спектра, від зміщених по доплерівській частоті спектрів метеоутворень, а також від їх суми. Розглядаються варіанти ізольованого використання першого фільтра (лівий рисунок) і його комбінації з послідовно включеним другим (правий рисунок). Ефективність розглянутих шести варіантів КАНС МПО порівнюється за швидкісними характеристиками (ШХ) – залежностями значення критерію (1.58) від нормованої доплерівської частоти $f = f_s$, $-1/2 < f_s \leq 1/2$ сигналу цілі.

На рис. 1.64 показані швидкісні характеристики (ШХ) (у дБ) першого варіанта КАНС на основі ЧПВ-фільтра рис. 1.49 розмірів $zz = n + 1 = 3, 6, 10, 13$ (ліворуч) і його комбінації з АРФ розміру $zz = n + 1 = 5$ (праворуч) при виявленні на тлі ПП від місцевих предметів з відносною інтенсивністю $\eta = 60$ дБ зі спектром рис. 1.45 когерентної $M = 16$ – елементної пачки сигналу (1.82) з відносною інтенсивністю кожного імпульсу пачки $h_s = 10$ дБ.

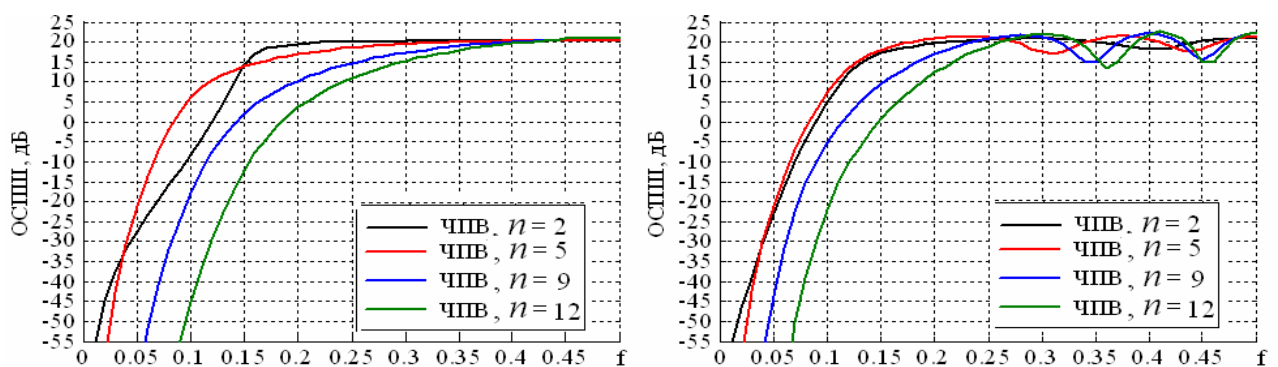


Рисунок 1.64 – ШХ (у дБ) першого варіанта КАНС на основі ЧПВ-фільтра рис. 1.49

Як видно з лівого рисунка, збільшення порядку ЧПВ-фільтра вище значення $n = 5$ у розглянутих умовах не збільшує, а знижує ефективність обробки. Причина

цього – згадувані вище особливості ЕЧХ (рис. 1.48) ЧПВ-фільтрів. Включення АРФ зменшує вплив ефекту розширення зони сліпих швидкостей у міру росту порядку ЧПВ-фільтра, а максимальна ефективність такої комбінації досягається вже двократним ($n = 2$) ЧПВ.

На рис. 1.65 наведені аналогічні залежності в тих же умовах, але для другого варіанта КАНС на основі неадаптивного РФ рис. 1.52.

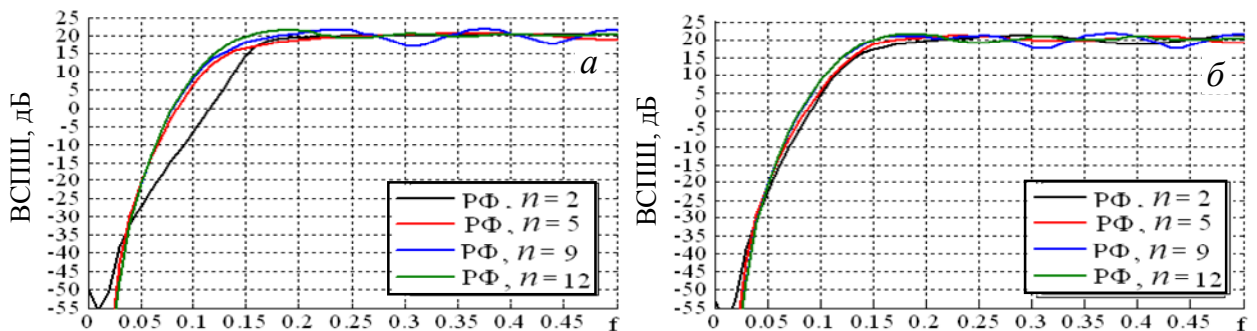


Рисунок 1.65 – ШХ другого варіанта КАНС на основі РФ рис. 1.52

Видно, що тут збільшення порядку фільтра не розширює зону сліпих швидкостей, оскільки супроводжується не розширенням, а ростом "крутості" ЕЧХ у цій зоні (рис. 1.54). У комбінації з АРФ можливо навіть деяке підвищення ефективності сумісної (з АРФ на виході РФ) обробки поза зоною сліпих швидкостей, але воно незначно й чи навряд виправдовує ускладнення РФ. У наведених умовах для РФ можна обмежитися значенням $n = 2, 3$.

На рис. 1.66 показані ті ж залежності для третього варіанта КАНС на основі штатного неадаптивного фільтра (рис. 1.55) на вході АРФ.

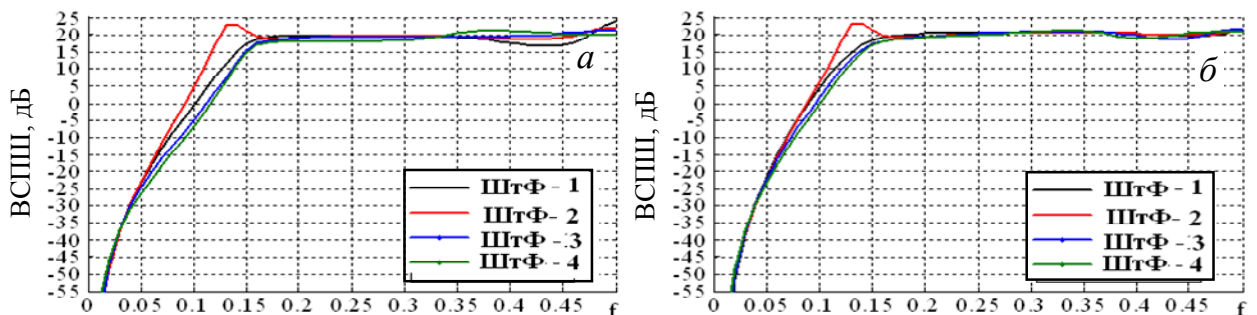


Рисунок 1.66 – ШХ третього варіанта КАНС на основі ШтФ рис. 1.55

Із чотирьох варіантів цього фільтра другий переважніше інших і незначно краще КІХ-фільтрів. Однак він складніше КІХ-фільтрів порядку $n = 2, 3$, достатніх у розглянутих умовах.

Зазначимо, що в наведених прикладах ПП від нерухомих джерел, спектри яких зосереджені в околиці частоти $f_0 = 0$, включення неадаптивних фільтрів перед АРФ не зменшує, але досить незначно збільшує потенційні можливості обробки на їх фоні. У той же час зворотний порядок включення (варіанти 4 – 6 КАНС рис. 1.42) може або не змінити, або зменшити ці можливості, що ілюструється на рис. 1.67 – 1.69.

Тут АРФ, ефективність якого ілюструють ліві малюнки, передує ЧПВ-фільтру (рис. 1.67), РФ (рис. 1.68), штатному фільтру (рис. 1.69).

Із зазначеної вище причини ефективність такої обробки особливо помітно знижується при включенні ЧПВ-фільтра високого порядку (рис. 1.67).

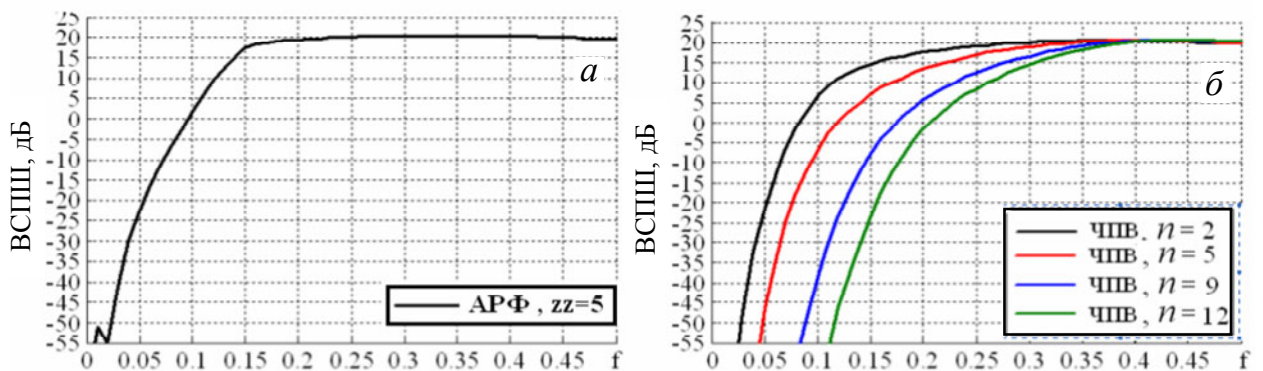


Рисунок 1.67 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–ЧПВ (б)

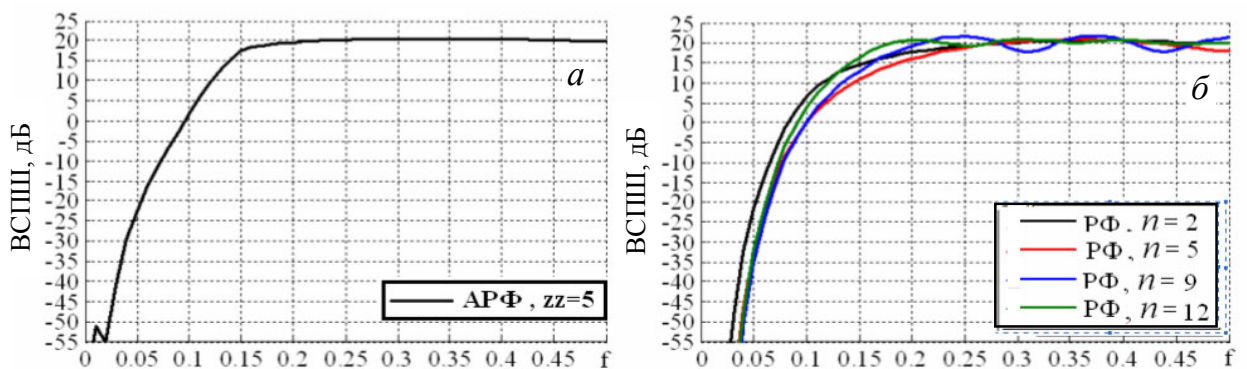


Рисунок 1.68 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–РФ (б)

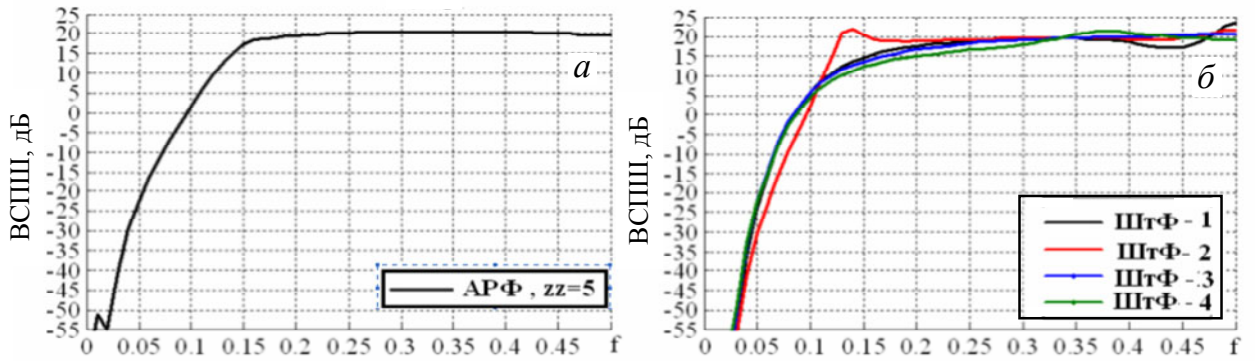


Рисунок 1.69 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–ШтФ (б)

Можна показати, що втрати від такого порядку включення ще більше збільшаться в умовах ПП від місцевості з більш вузьким спектром, але можуть стати незначними при них більш широкому спектрі.

Наступна серія рисунків (рис. 1.70 – 1.75) ілюструє особливості КАНС МПО під час відсутності ПП від місцевості, коли ПП має нерозщеплений спектр, зміщений на частоту $f_0 = 0.3$.

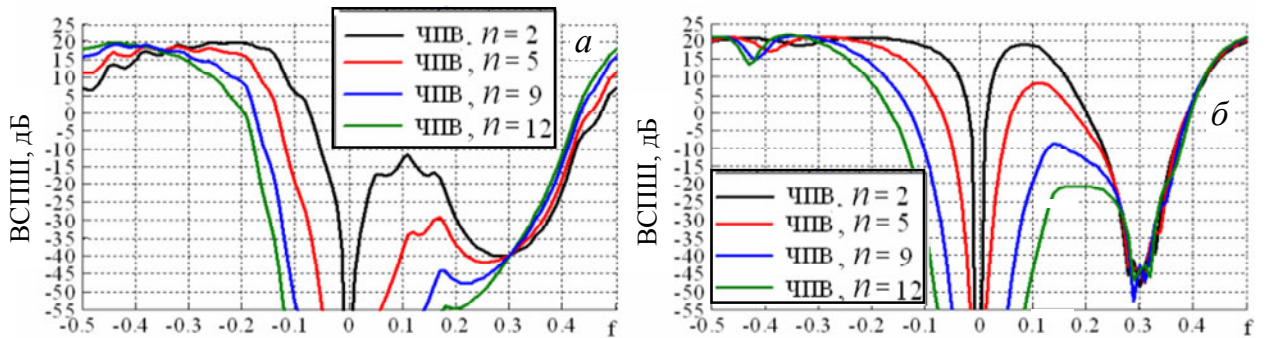


Рисунок 1.70 – ВСПШ на виході ЧПВ (а) і КАНС ЧПВ–АРФ (б)

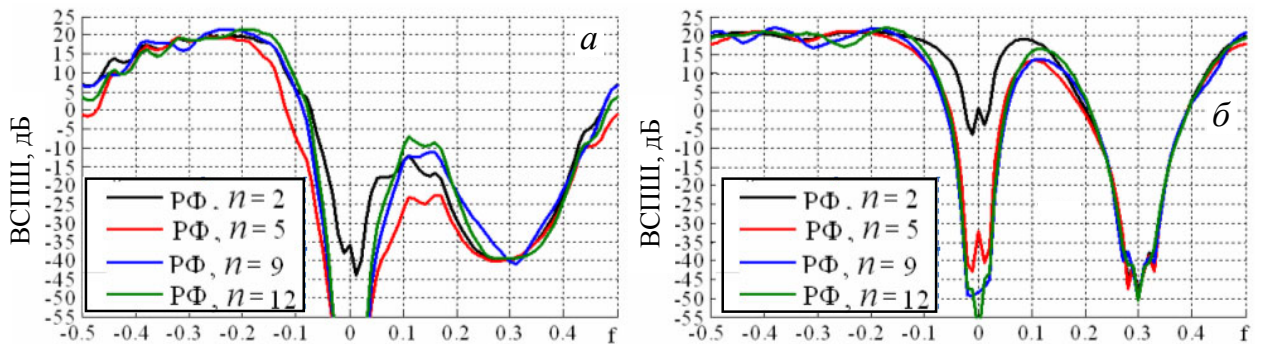


Рисунок 1.71 – ВСПШ на виході РФ (а) і КАНС РФ–АРФ (б)

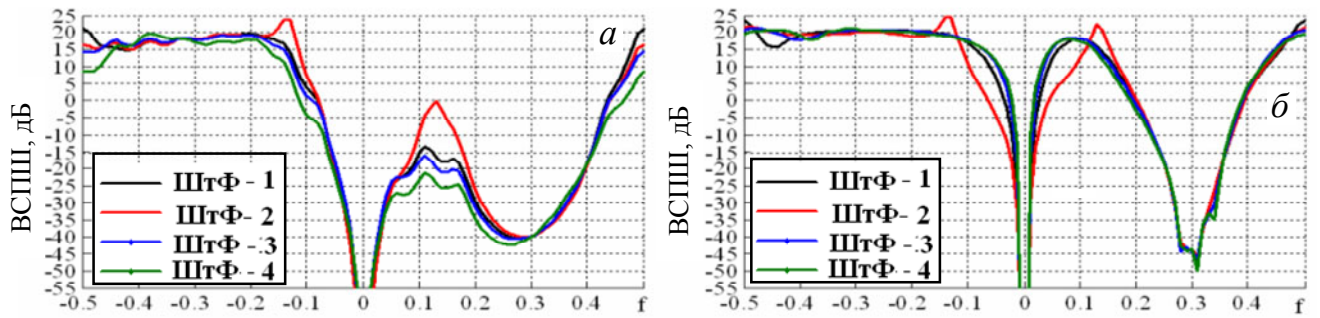


Рисунок 1.72 – ВСПШ на виході ШтФ (а) і КАНС ШтФ –АРФ (б)

Загальна особливість перших трьох варіантів КАНС (рис. 1.42), у яких неадаптивний фільтр передує АРФ, ілюструється рис. 1.70 – 1.72. Вона полягає в подвоєнні числа зон сліпих швидкостей. Перша зона (в околиці частоти $f_0 = 0$) породжена глибокими "провалами" ЕЧХ неадаптивних фільтрів у цій зоні (рис. 1.48, 1.54, 1.56), друга – ПП зі зміщеним спектром ($f_0 = 0.3$). Включення АРФ на їх виході помітно "поліпшує картину" – звужує "провал" ШХ в околиці частоти $f_0 = 0$, породжений неадаптивним фільтром, і наближає до оптимальної форми "провалу" у зоні частоти $f_0 = 0.3$ спектра ПП. Однак підсумковий ефект тут суттєво гірше того, який у розглянутих умовах забезпечує сам АРФ (без неадаптивних фільтрів на його вході й виході).

Це ілюструють рис. 1.73 – 1.75, де показані ШХ тільки АРФ (ліві малюнки) і АРФ із неадаптивними фільтрами на його виході (праві малюнки).

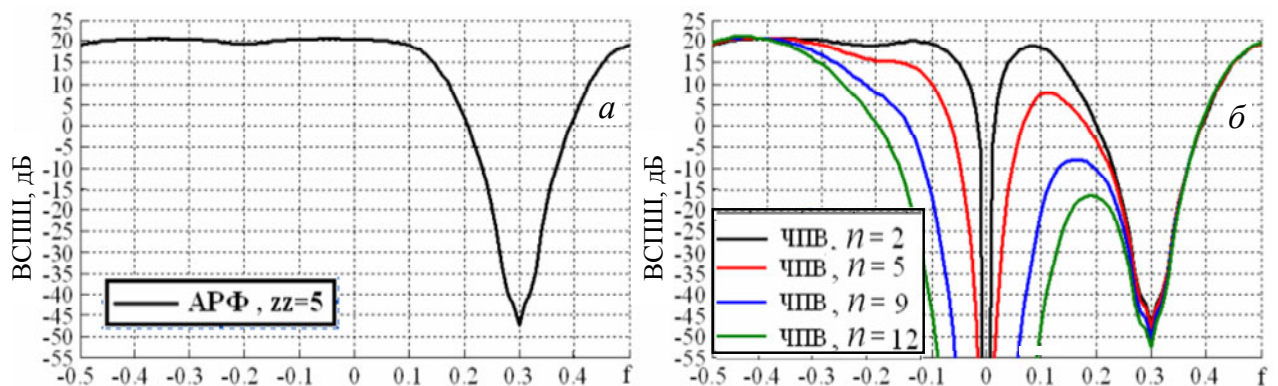


Рисунок 1.73 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–ЧПВ

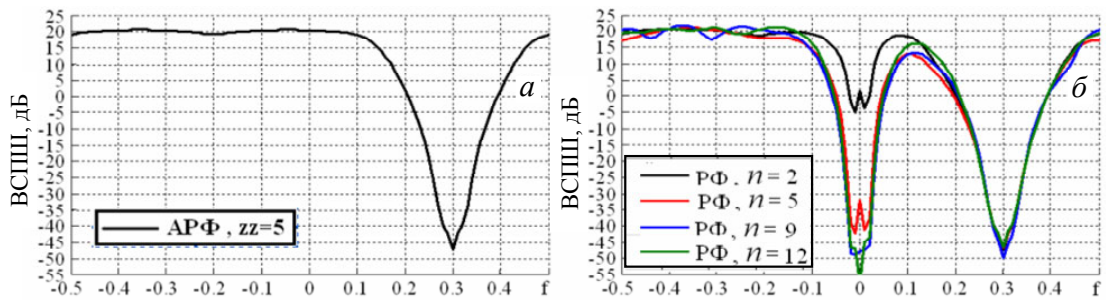


Рисунок 1.74 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–РФ

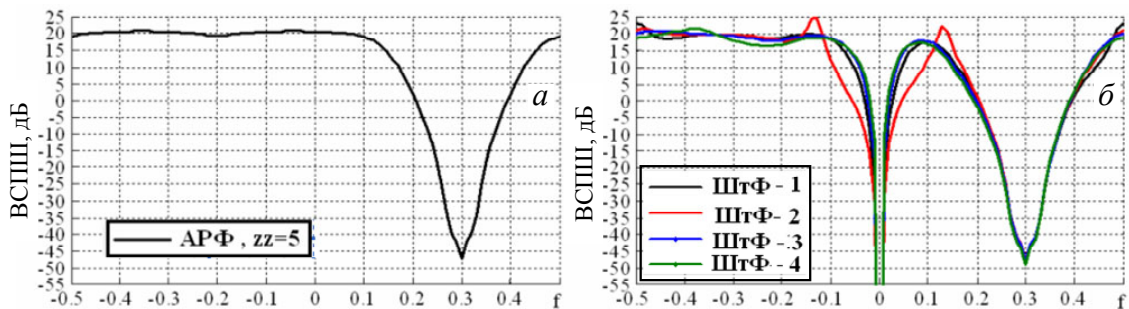


Рисунок 1.75 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–ШтФ (б)

Видно, що АРФ (ліві малюнки) формує, як і повинно бути, єдину зону сліпих швидкостей, що відтворює за формою "антиспектр" ПП в околиці частоти $f_0 = 0.3$. Доповнення його неадаптивними фільтрами, що формують "непотрібний" у цих умовах додатковий провал в околиці частоти $f_0 = 0$, тільки знижує ефективність обробки.

Це ілюструється рис. 1.76, де показані втрати структури РФ–АРФ у порівнянні з ізольованим використанням АРФ при зсуві $f_0 = 0.3$ спектра хмари й розкиді швидкостей його джерел $\Delta V = 2.5$ м/с і $\Delta V = 1.5$ м/с. Подібний характер носять ці втрати й при інших значеннях f_0 і ΔV .

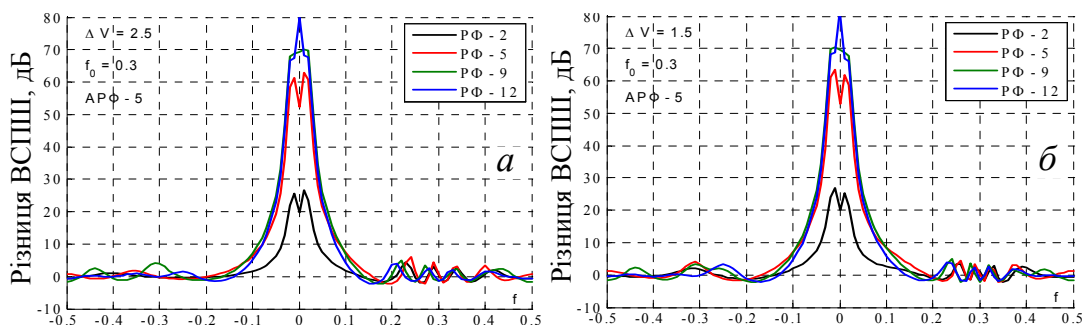


Рисунок 1.76 – Втрати РФ–АРФ у порівнянні з АРФ

Видно, що відносно невеликі втрати у вузькій зоні в околиці нульової частоти забезпечує РФ тільки малого порядку $n = 2$. З ростом порядку РФ втрати різко збільшуються, а їх зона стає ширше. У цьому випадку це пов'язано із завданням зайвої ширини ($\Delta = 0.5$) провалу його ЕЧХ.

Більш вузьку зону втрат у цих умовах забезпечує штатний фільтр, втрати якого в тих же умовах показані на рис. 1.77. Однак звуження зони втрат тут супроводжується істотним ростом їх рівня в цій звуженій зоні із-за нульового значення ЕЧХ штатного фільтра в точці $f = 0$.

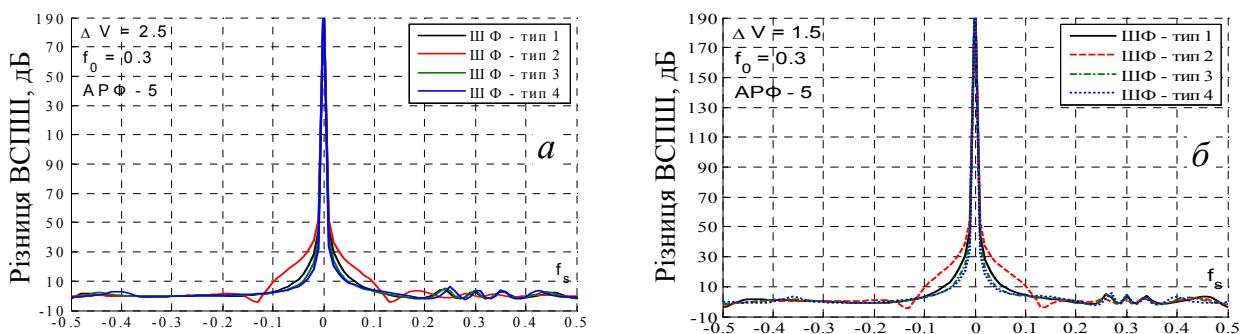


Рисунок 1.77 – Втрати ШтФ–АРФ у порівнянні з АРФ

Звузити зону втрат можна й за рахунок використання РФ зі зменшеною шириною провалу в ЕЧХ на нульовій частоті, що видно з рис. 1.78, де задана відносна ширина провалу РФ зменшена з $\Delta = 0.05$ до $\Delta = 0.02$.

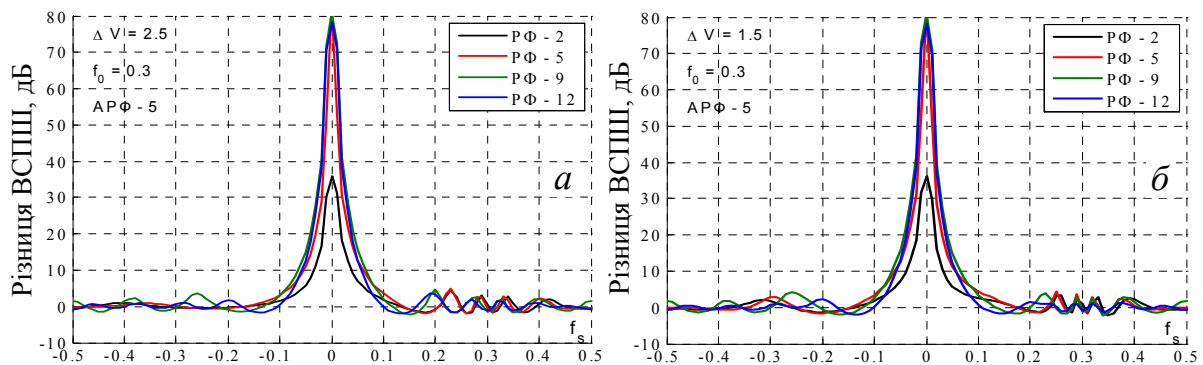


Рисунок 1.78 – Втрати РФ–АРФ зі зменшеною шириною провалу у порівнянні з АРФ

Більш доцільно, однак, взагалі відмовитися від неадаптивного фільтра в зонах відсутності ПП від місцевості. Для визначення цих зон може бути корисним попередній спектральний аналіз відбиттів на вході системи МПО методами [28].

Наступна серія рисунків (рис. 1.79 – 1.81) ілюструє роботу КАНС по адитивній суміші ПП від місцевих предметів ($f_0 = 0$) і метеоутворень ($f_0 = 0.3$) з тою же шириною, що й на рис. 1.70 – 1.75.

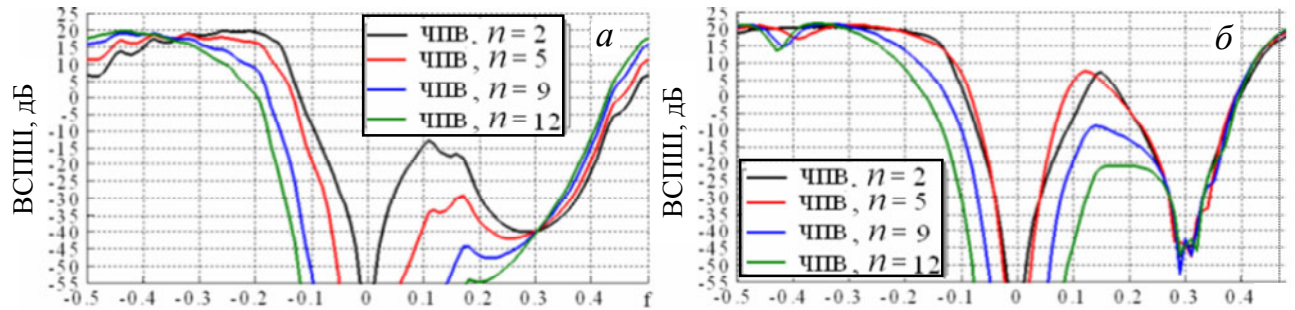


Рисунок 1.79 – ВСПШ на виході ЧПВ (а) і КАНС ЧПВ–АРФ (б)

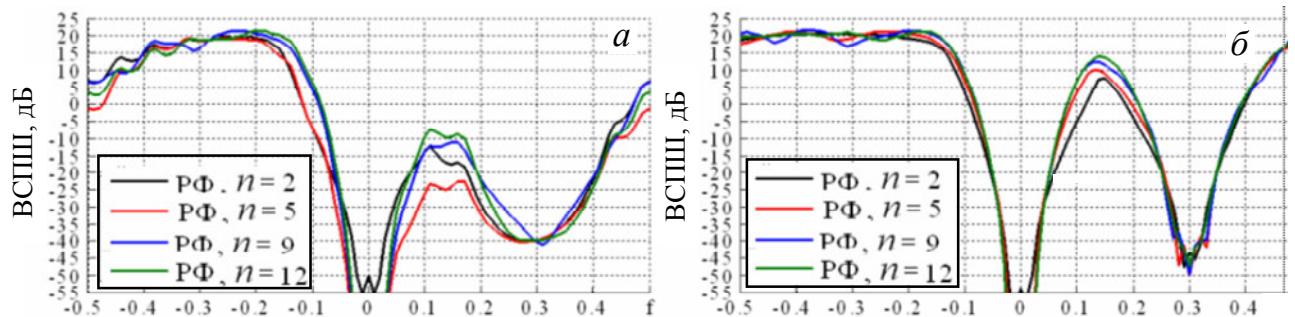


Рисунок 1.80 – ВСПШ на виході РФ (а) і КАНС РФ–АРФ (б)

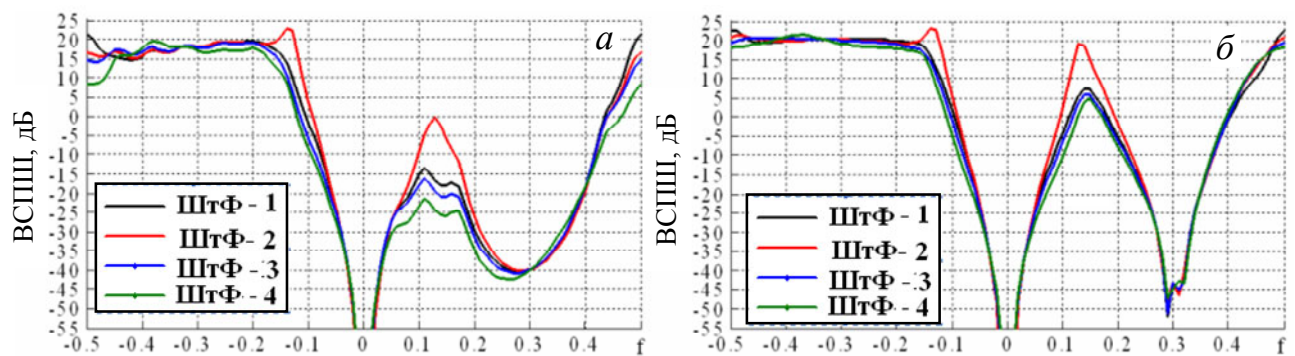


Рисунок 1.81 – ВСПШ на виході ШтФ (а) і КАНС ШтФ –АРФ (б)

Тут перші три варіанти КАНС (ліві малюнки 1.79 – 1.81) з очевидної причини практично повторюють відповідні ліві малюнки 1.70 – 1.72. Наступне включення АРФ (праві малюнки 1.79 – 1.81) помітно поліпшує ШХ. При цьому ефективність обробки в цілому може бути помітно вище, ніж ізольоване використання АРФ.

Це ілюструють рис. 1.82 – 1.84, де для тих же умов показані ШХ АРФ (ліві малюнки) і АРФ із розглянутими неадаптивними фільтрами на виході (праві малюнки).

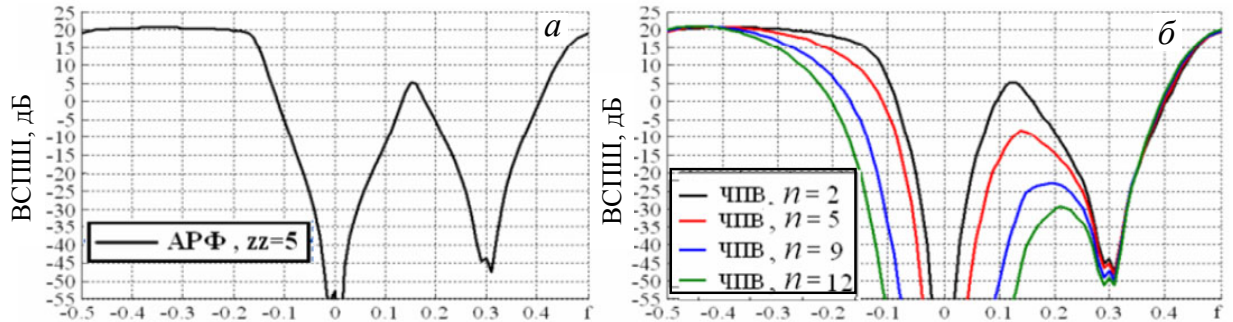


Рисунок 1.82 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–ЧПВ

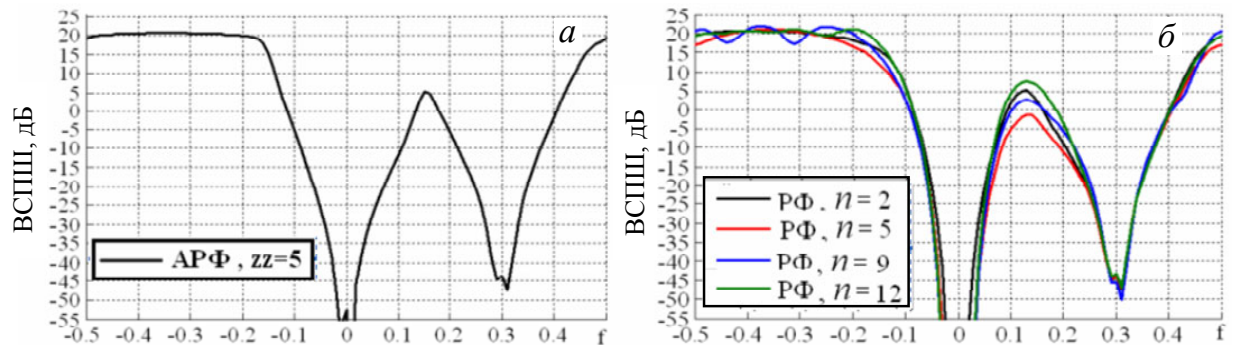


Рисунок 1.83 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–РФ

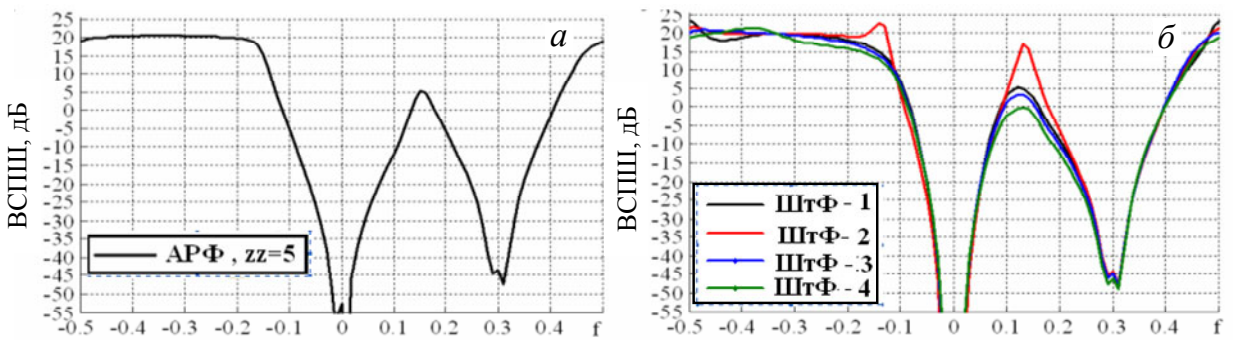


Рисунок 1.84 – ВСПШ на виході АРФ (а) і КАНС АРФ–ШтФ (б)

У наведеному прикладі в середині між центрами "шарів" (у точці $f \approx 0.15$) значення ВСПШ АРФ (ліві малюнки) дорівнює приблизно 5 дБ, тоді як попереднє включення неадаптивного РФ (штатного фільтра) збільшують його приблизно до 13 (20) дБ (рис. 1.80, 1.81, праві малюнки, точка $f \approx 0.15$).

Більш повне уявлення про вигаш в ефективності за рахунок неадаптивного РФ на вході АРФ при двошаровій ПП дають рис. 1.85 – 1.87. Тут показана залежність різниці (у дБ) ШХ системи РФ–АРФ і ізолюваного використання АРФ при розкиді швидкостей метеоутворень $\Delta V = 2.5$ м/с і $\Delta V = 1.5$ м/с з нормованими доплерівськими зсувами $f_0 = 0.1, 0.3, 0.5$.

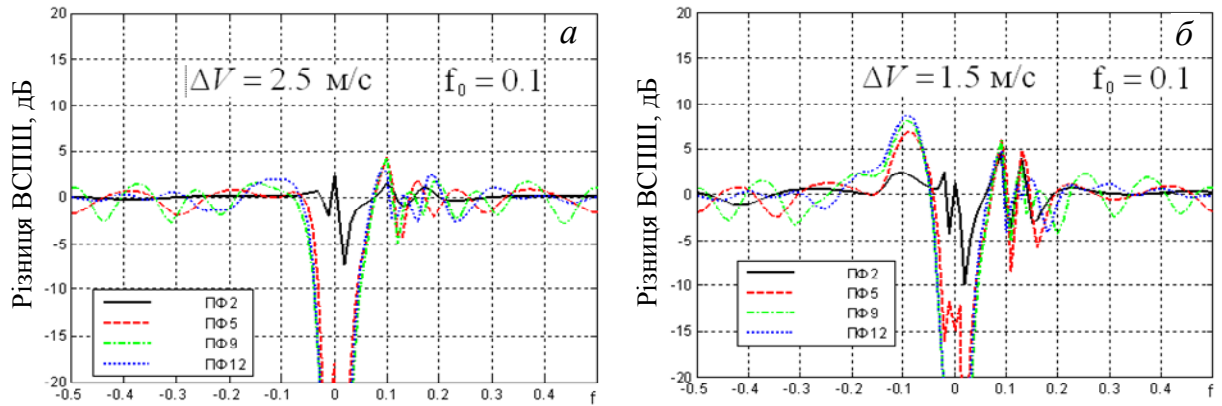


Рисунок 1.85 – Вигаш РФ–АРФ у порівнянні з АРФ

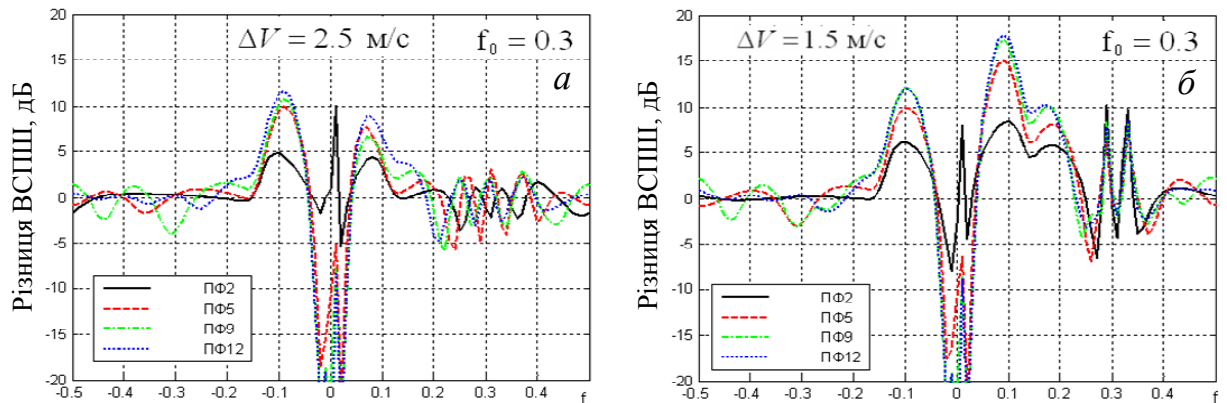


Рисунок 1.86 – Вигаш РФ–АРФ у порівнянні з АРФ

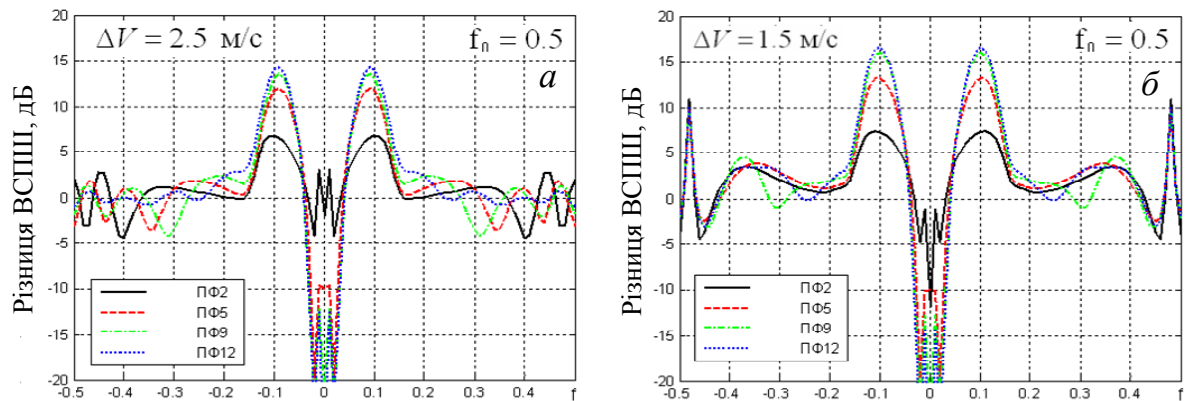


Рисунок 1.87 – Вигаш РФ–АРФ у порівнянні з АРФ

У наведених прикладах виграш системи РФ–АРФ у проміжку між нульовою частотою й частотою f_0 метеоутворень при $\Delta V = 2.5$ м/с може скласти від 10 дБ ($f_0 = 0.3$) до ≈ 13 дБ ($f_0 = 0.5$), а при $\Delta V = 1.5$ м/с – від 7 дБ ($f_0 = 0.1$) до ≈ 17 дБ ($f_0 = 0.5$). На частотах $f > f_0$ виграш несуттєвий, оскільки ЕЧХ РФ тут практично горизонтальна, так що підсумкова ЕЧХ (і, тим самим, підсумкова ефективність) визначається фактично тільки ЕЧХ АРФ.

На рис. 1.88 – 1.90 показані аналогічні виграші системи ШтФ–АРФ.

Тут забезпечуються приблизно ті ж виграші при значно більш вузькій зоні сліпих швидкостей. Із чотирьох варіантів штатного фільтра найбільш ефективний другий (червоні криві).

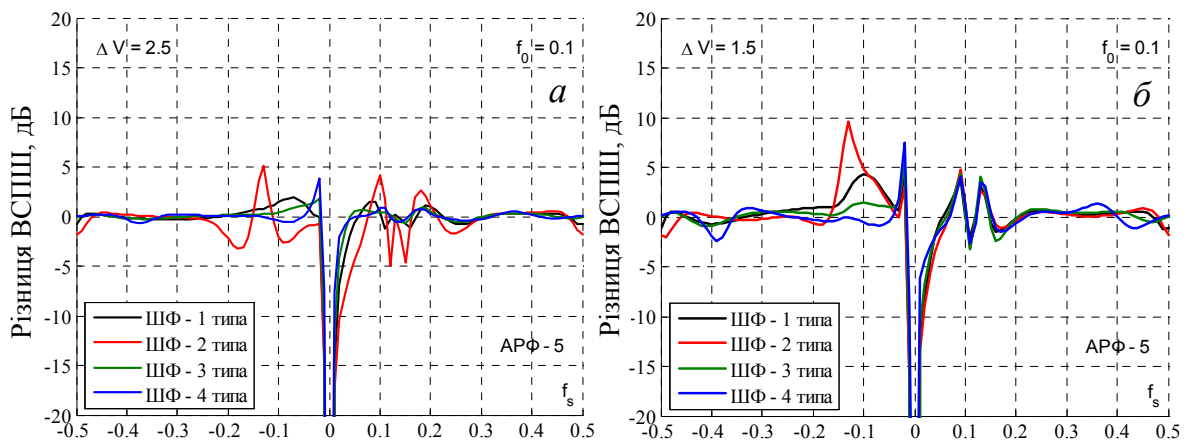


Рисунок 1.88 – Виграш ШтФ–АРФ у порівнянні з АРФ

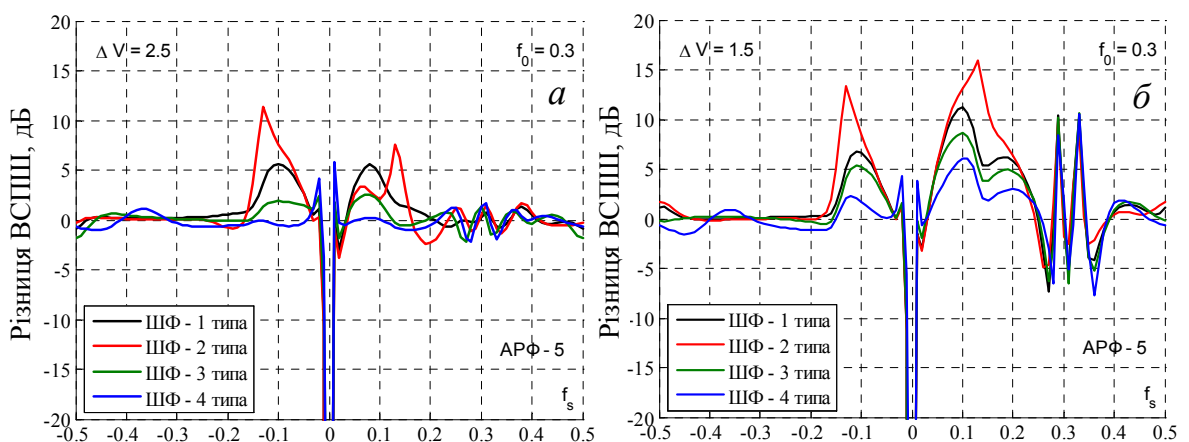


Рисунок 1.89 – Виграш ШтФ–АРФ у порівнянні з АРФ

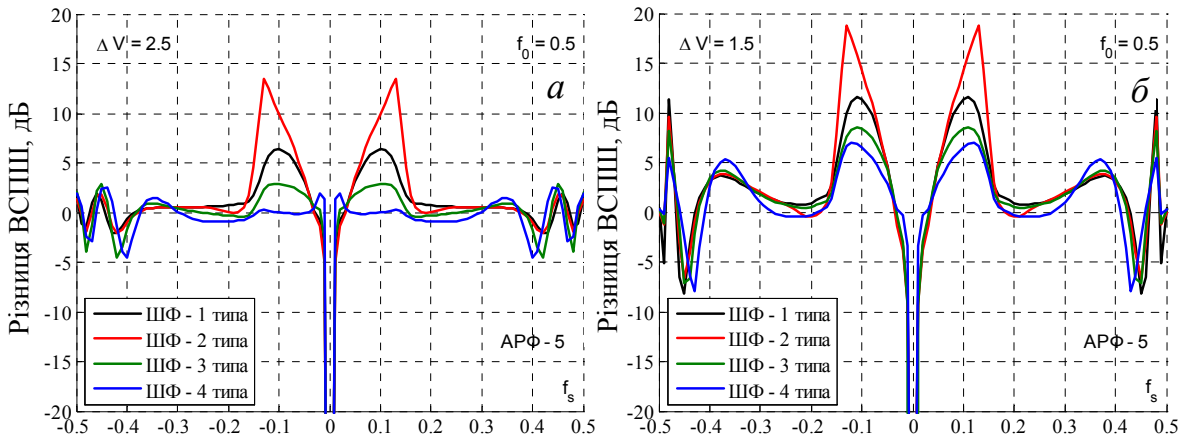


Рисунок 1.90 – Виграш ШтФ–АРФ у порівнянні з АРФ

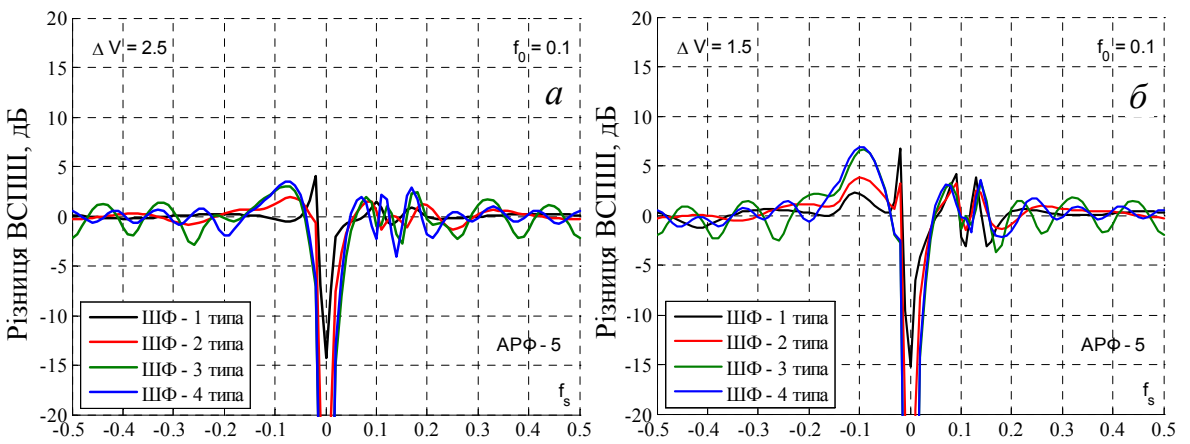


Рисунок 1.91 – Виграш РФ–АРФ у порівнянні з АРФ при використанні РФ зі зменшеною шириною провалу в ЕЧХ на нульовій частоті

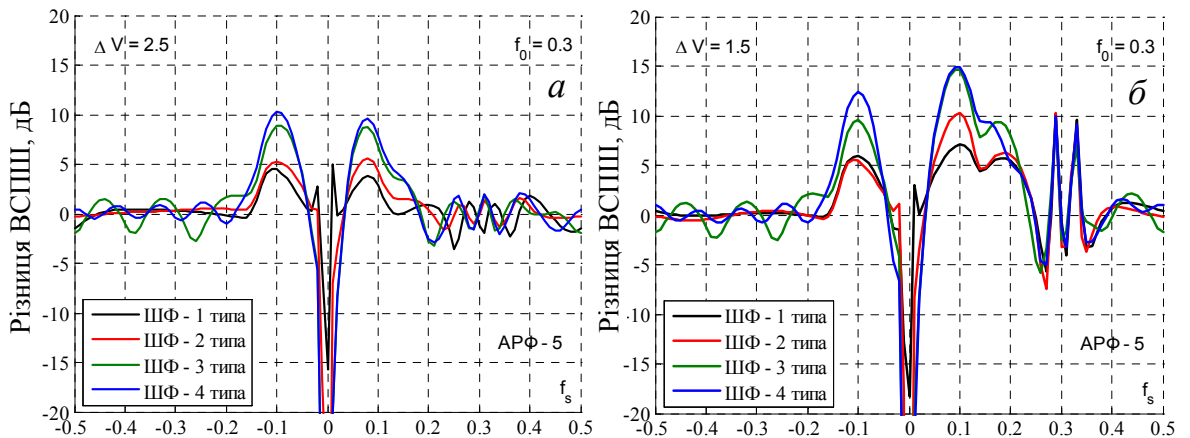


Рисунок 1.92 – Виграш РФ–АРФ у порівнянні з АРФ при використанні РФ зі зменшеною шириною провалу в ЕЧХ на нульовій частоті

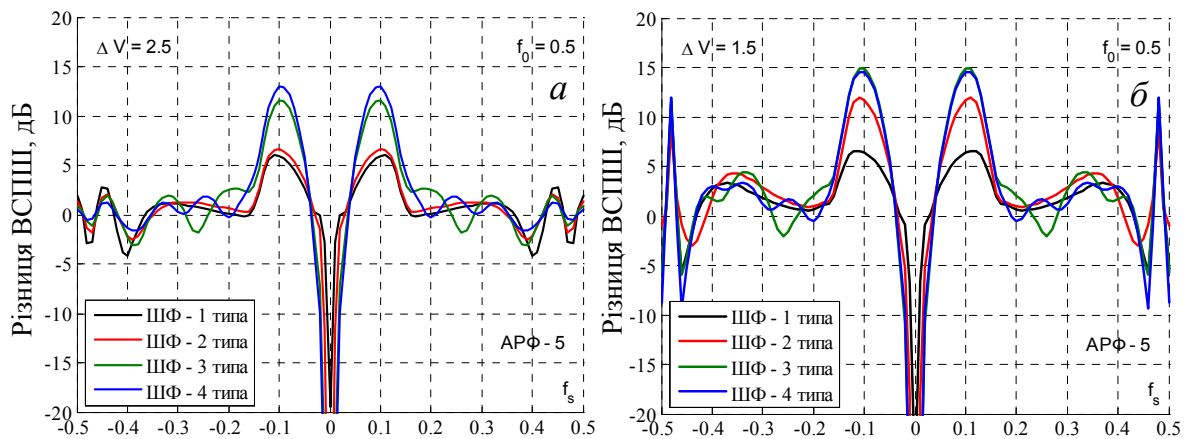


Рисунок 1.93 – Виграш РФ–АРФ у порівнянні з АРФ при використанні РФ зі зменшеною шириною провалу в ЕЧХ на нульовій частоті

Зона сліпих швидкостей звужується й у системі РФ–АРФ при використанні РФ зі зменшеною шириною провалу в ЕЧХ на нульовій частоті. Це видно з рис. 1.91 – 1.93, де залежності, аналогічні наведеним, показані для випадку, коли ширина провалу в ЕЧХ РФ зменшена з $\Delta = 0.05$ до $\Delta = 0.02$.

1.7.7 Результати обробки цифрових записів реальних ПП в КАНС МПО

1.7.7.1 Основною метою досліджень, що проводяться у цьому підпункті, є підтвердження справедливості результатів теоретичних досліджень п. 1.7.1 – п. 1.7.6 та обґрунтування доцільності використання КАНС МПО для виявлення БПЛА у сучасних імпульсних РЛС.

Вказані цілі досягаються у результаті напівнатурних досліджень за методикою, що подається далі.

На рис. 1.94 наведена спрощена схема напівнатурних досліджень КАНС МПО на основі РФ та АРФ (далі для спрощення – КАНС) у порівнянні з адаптивною системою на основі АРФ (далі для спрощення – «адаптивна система» або АРФ) в імпульсній РЛС кругового огляду з постійними інтервалами зондування.

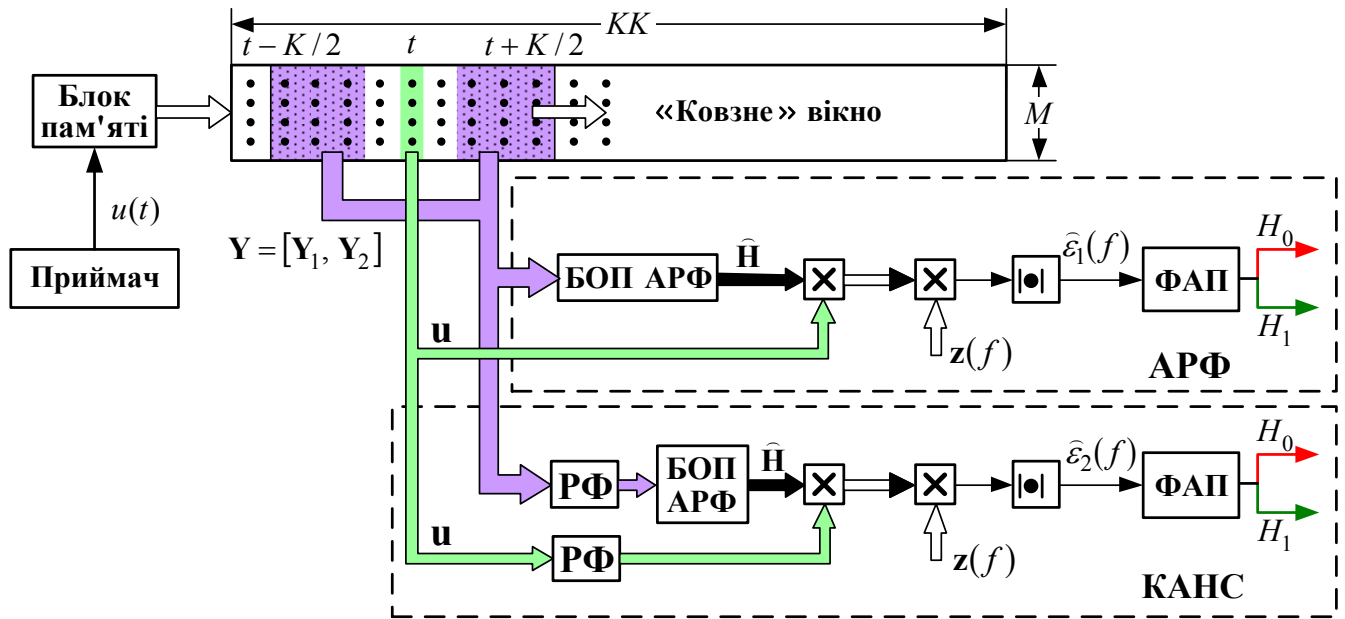


Рисунок 1.94 – Схема проведення напівнатурних досліджень

На її вхід з виходу приймача після внутрішньоопераційної обробки в блок пам'яті на час, що дорівнює тривалості M -елементної пачки, подаються комплексні відліки відбиттів KK елементів розділення (дискретів) за дальністю l -го азимутального напрямку.

Після їх запам'ятовування на виходах блока пам'яті формується $M \times KK$ -вимірний масив $\mathbf{U} = [u_{i,k}]_{i=l, k=1}^{l+M-1, KK}$ відліків відбиттів M -вимірного «ковзного» за азимутом сектора. Цей масив складається з усіх KK елементів дальності зони відповідальності РЛС, умовно показаний на рис. 1.94 горизонтальною смугою на виході блоку пам'яті.

Всередині цієї смуги відокремлений «ковзний» за часом (дальністю) $t \in 1, KK$ масив, що обробляється (*processing*), розміру $M \times (K + 2 \cdot c + 1)$. Центральний M -вимірний вектор $\mathbf{u} \equiv \mathbf{u}(t) = [u_{i,t}]_{i=l}^{l+M-1}$ цього масиву («вікна») перевіряється на наявність в ньому сигналу точкової цілі. Затемнені $M \times K/2$ -вимірні масиви, що розташовані ліворуч (\mathbf{Y}_1) та праворуч (\mathbf{Y}_2) від центрального вектору утворюють

$M \times K$ -вимірну навчаючу вибірку $\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2]$. Для того, щоб виключити вплив бокових пелюсток корисного сигналу на навчаючу вибірку до неї не включають суміжні до центрального «світлі» $M \times c$ -вимірні масиви.

Таким чином, вибірка \mathbf{Y} є класифікованою вибіркою маскувальних ПП. Далі вона використовується для налаштування АРФ у блоці оцінки параметрів АРФ (БОП АРФ) обох порівнюваних систем, але у випадку КАНС, для захисту від дискретних ПП, може попередньо перетворюватись у її «неадаптивній» частині – РФ.

На виході БОП АРФ формується оцінка $\hat{\mathbf{H}}$ $M \times M$ матриці \mathbf{H} – співмножника Холецького верхне-нижнього розкладання матриці $\mathbf{\Psi}$, оберненої до КМ \mathbf{R} . У загальному випадку оцінки $\hat{\mathbf{H}}$ для двох систем різні.

Отримана оцінка використовується як МІХ квазівідбілюючого фільтру ПП, через який «проганяється» вектор \mathbf{u} (для КАНС він може попередньо проходити через РФ). На виході фільтру формується вектор

$$\mathbf{v} = \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{u}, \quad (1.90a)$$

який далі подається на вхід когерентних накопичувачів з M -вимірними ІХ

$$\mathbf{z}(f) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}(f), \quad (1.90b)$$

«згладженими» вікном Ханна (1.21). Ці накопичувачі утворюють доплерівські (швидкісні) канали, які налаштовані на відповідні зсуви доплерівської (нормованої) частоти (радіальні швидкості) f .

Квадрати модулів результатів когерентного накопичення співпадають з адаптивним аналогом передпорогової статистики (ППС)

$$\hat{\varepsilon}(f) = \left| \mathbf{v}^* \cdot \mathbf{z}(f) \right|^2 = \left| \mathbf{u}^* \cdot \hat{\mathbf{H}}^* \cdot \mathbf{z}(f) \right|^2 \quad (1.90b)$$

КО системи СРЦ на основі квазівідбілюючого фільтру.

Отримана ППС порівнюється з порогом, розрахованим у формуванні адаптивного порогу (ФАП), і у разі його перевищення (справедливості гіпотези H_1 про наявність сигналу цілі у елементі дальності, що перевіряється) далі потрапляє до системи вторинної (міжоглядової) обробки.

У якості ФАП використовується загальновідомий метод порядкової (рангової) статистики (*order statistics*), запропонований Г. Ролінгом [129]. Його суть полягає у адаптивній оцінці потужності залишків від придушення ПП по класифікованій (за принципом, подібним до схеми рис. 1.94) навчаючій виборці об'єму K_{OS} (через «захисний» інтервал c_{OS} від центрального елемента), у якій усі статистики упорядковуються (ранжуються) за інтенсивністю та серед них обирається центральний. Отримана таким чином оцінка далі помножається на фіксований коефіцієнт r_{OS} , який обирається із потреби стабілізації величини ймовірності хибної тривоги, і результатом є шуканий поріг.

Системи рис. 1.94 мають однаковий набір наступних параметрів обробки: розмір пачки імпульсів $M = 16$, об'єм навчаючої вибірки та «захисний» інтервал на етапі МПО складають $K = 8$ та $c = 2$ відповідно, на етапі адаптивного формування порогу в кожному із швидкісних каналів – $K_{OS} = 10$ та $c_{OS} = 2$, коефіцієнт, що забезпечує постійний рівень хибної тривоги, при адаптивній оцінці потужності залишків після МПО $r_{OS} = 19.15$. Додатково, у складі КАНС неадаптивний РФ формує провал (нормованою) шириною $\Delta f = 0.02$ та глибиною до 70 дБ.

1.7.7.2 Основний масив цифрових записів реальних сигналів складають записи відбиттів від дискретних ПП, маскувальних ПП, шуму приймача імпульсної оглядової РЛС $\lambda = 3$ -см діапазону з постійним інтервалом зондування $T_p = 210$ мкс, однозначною дальністю 24 км, роздільною здатністю за дальністю 30 м, інтервал однозначності за радіальною швидкістю складає $V_0 = \pm(\lambda/4) T_p = \pm 35.7$ м/с.

На рис. 1.95 показаний екран цифрових записів сигналів у координатах «дальність–азимут» (ДАЗ), що використовуються для дослідження ефективності порівнюваних схем МПО. Більшу частину даних становлять адитивна суміш відбиттів від навколишнього середовища (відносна інтенсивність яких досягає 55 дБ) та власного шуму приймача одиничної потужності (0 дБ).

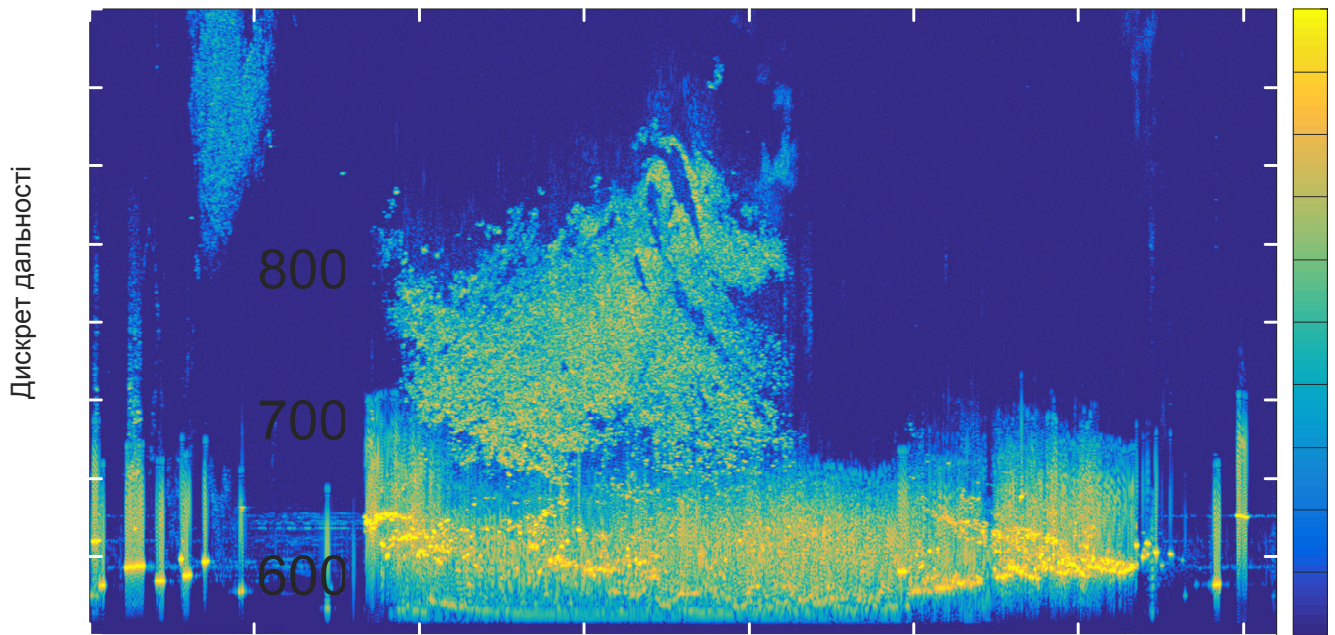


Рисунок 1.95 – Екран ДАЗ цифрових записів на вході систем МПО

1.7.7.3 Спочатку проаналізуємо ефективність схем рис. 1.94 у деяких окремих азимутальних напрямках.

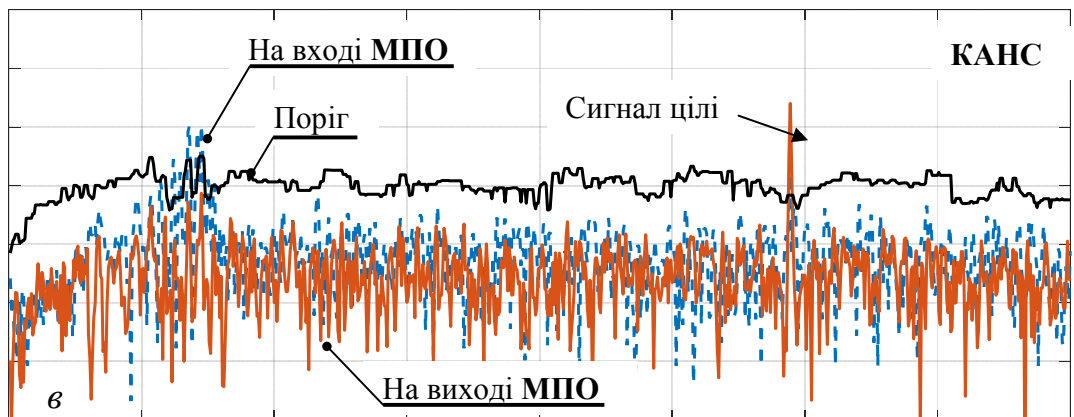
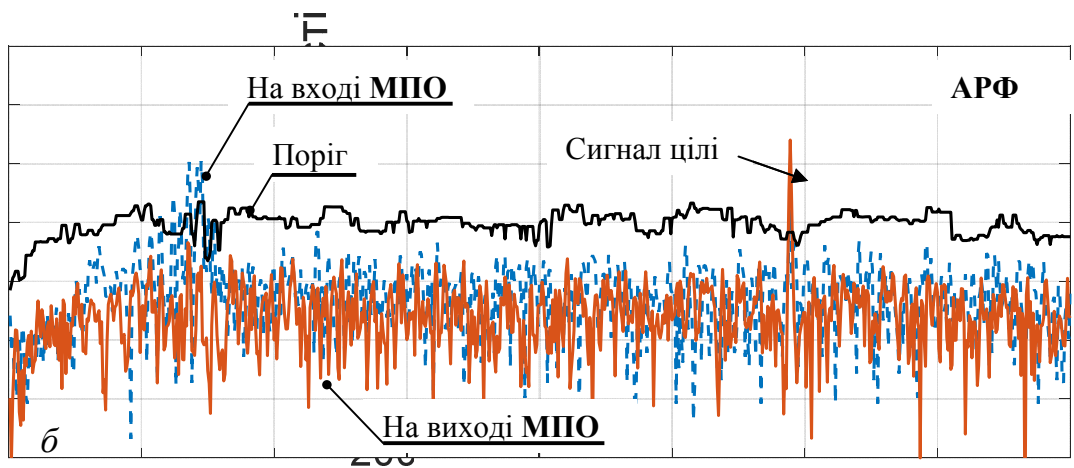
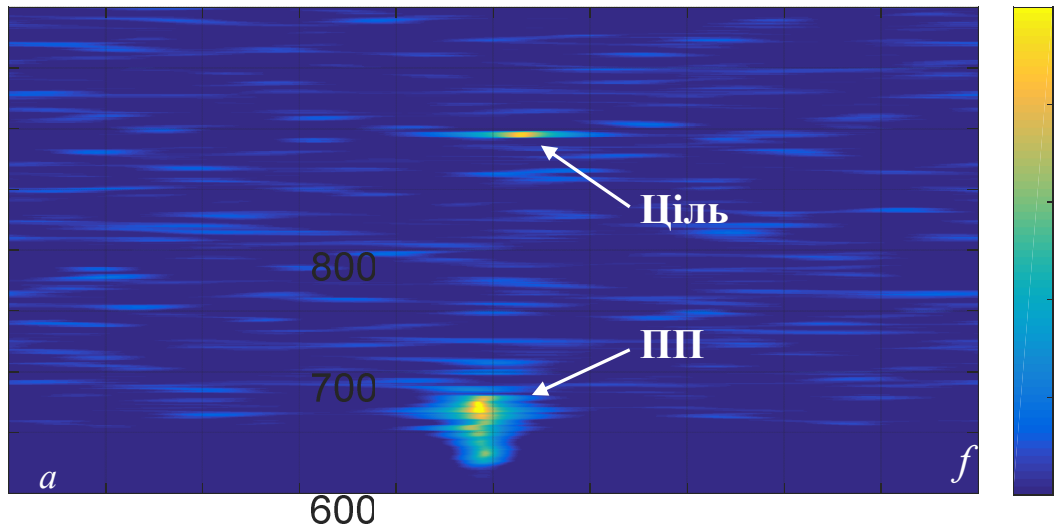
На рис. 1.96, а показані оцінки спектральної функції, отриманої методом Кейпона (див. п. 2.3) сигналів на вході систем МПО від нормованої частоти f у всіх елементах дальності заданого азимутального напрямку $\beta \approx 76.3^\circ$. Відтінок кольору відповідає інтенсивності відбиттів (чим світліший – тим більша інтенсивність).

З нього видно, що у елементах дальності із 100 по 150 спостерігаються відбиття від нерухомих об'єктів (доплерівський зсув частоти $f \approx 0$), а у 589 елементі і кількох суміжних з ним – від рухомої цілі, що має невисоку радіальну швидкість $V_r \approx 2.9$ м/с.

На рис. 1.96, б показані результати обробки пачки ($M=16$) імпульсів обраного азимутального напрямку адаптивною системою та КАПС відповідно. Тут, синя штрихова крива відповідає розподіленню інтенсивності відбиттів (у дБ) за дальністю на вході порівнюваних схем, червона крива – залишкам від завад у

швидкісному каналі (фільтрі), налаштованому на нормовану частоту $f = 0.06$ ($V_r \approx 4.3$ м/с), чорна крива – адаптивному порогу, що формується для усіх елементів дальності заданого швидкісного каналу кожної з систем обробки.

Видно, що обидві схеми однаково ефективно придушують ПП у ближніх дискретах дальності, а у дальніх дискретах, де місцеві предмети відсутні, – виявляють корисний сигнал цілі на тлі шуму. Більше того, вони мають майже однаковий поріг, оскільки КАНС «вмикає» РФ лише у тих областях простору (азимуту та дальності), де присутні ПП. Це дозволяє не придушувати корисний сигнал цілі, яка рухається з малою швидкістю.



-0.1
Но

Рисунок 1.96 – Оцінка спектру вхідних сигналів (а) та результати обробки на виході адаптивної системи на основі АРФ (б) та КАНС (в) в азимутальному

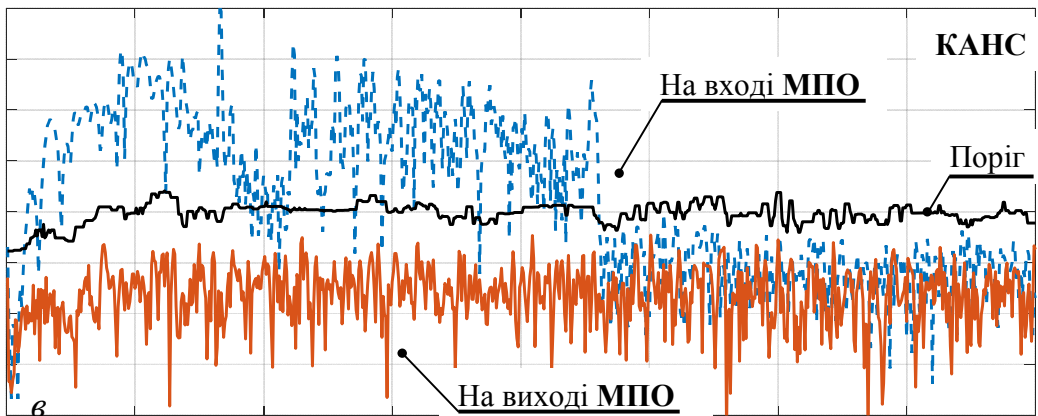
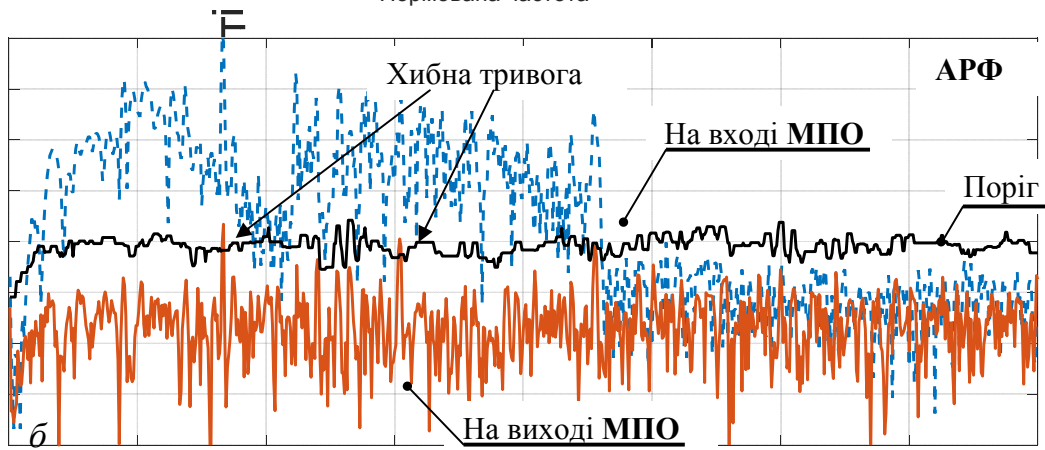
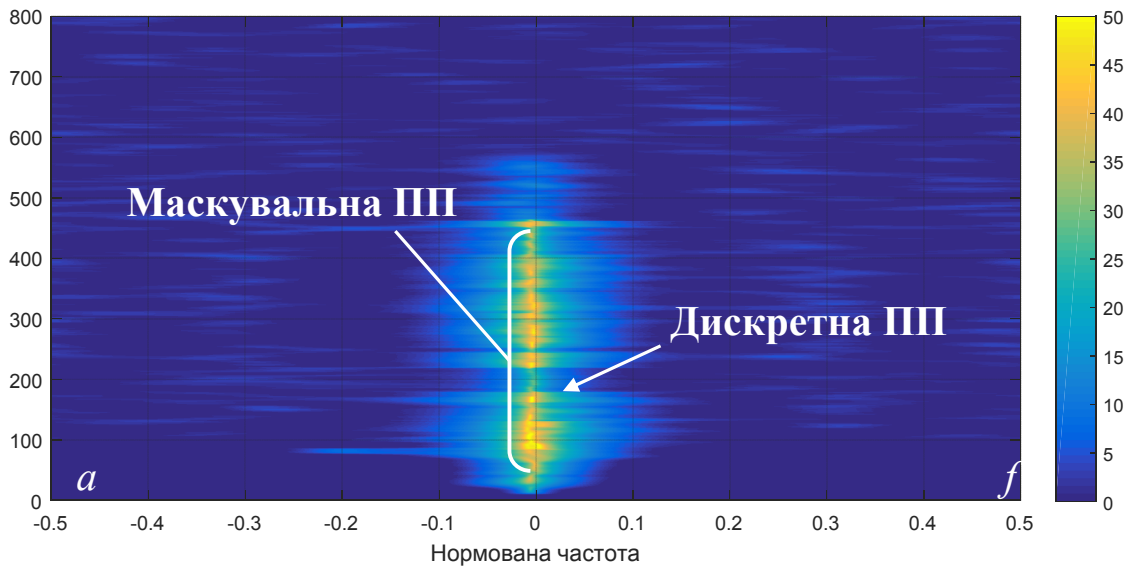
30
20
10
0
Потужність, дБ
напрямі $\beta \approx 76.3^\circ$

На рис. 1.97 та рис. 1.98 показані аналогічні до рис. 1.96 результати, але в азимутальних напрямках $\beta \approx 117.1^\circ$ та $\beta \approx 196.4^\circ$ й на виході фільтрів з частотою налаштування $f = -0.08$ (відповідає швидкості $v_r \approx 5.7$ м/с).

У наведених областях простору в адитивній суміші з власним шумом присутні відбиття як від протяжних ПП у дискретах дальності з 40 по 460 (рис. 1.97) та з 40 по 530 (рис. 1.98), так і дискретних ПП.

На відміну від попереднього прикладу тут спостерігається суттєва нестаціонарність по дальності, обумовлених місцевими предметами. Через це адаптивна систем на основі АРФ виявляє дискретні ПП як точкові цілі у елементах 167, 304 та суміжних з ними та 209, 258 рис. 1.96, б та рис. 1.97, б відповідно.

Водночас, КАНС (рис. 1.96, в та рис. 1.97, в) правильно не виявляє хибні цілі, тобто надмірно не навантажує подальшу систему вторинної обробки.



40

Рисунок 1.97 – Оцінка спектру вхідних сигналів (а) та результати обробки на виході адаптивної системи на основі АРФ (б) та КАНС (в) в азимутальному

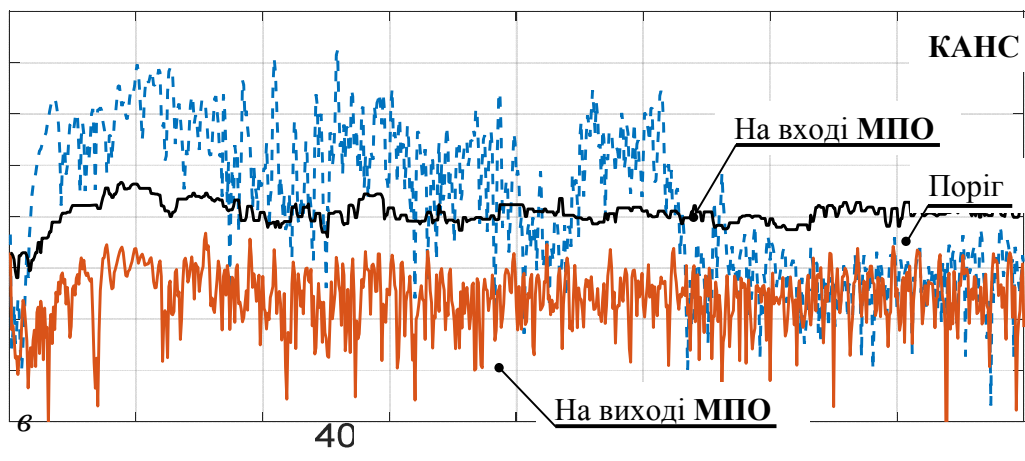
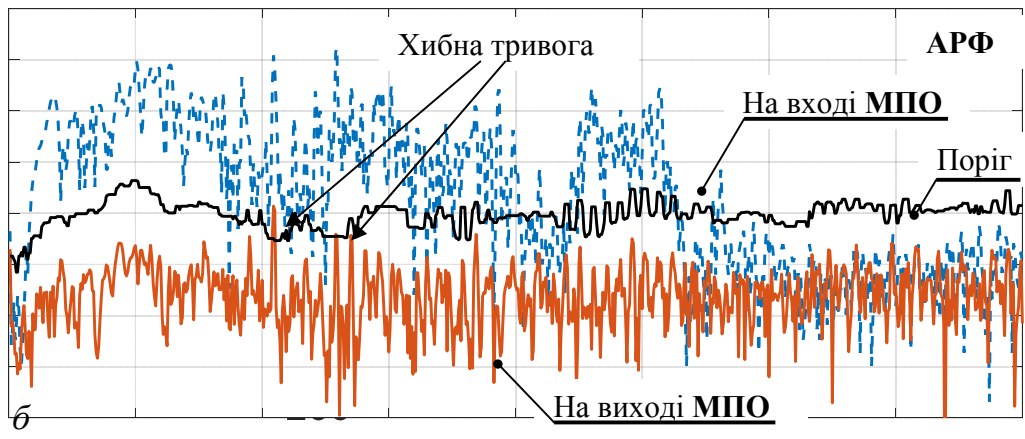
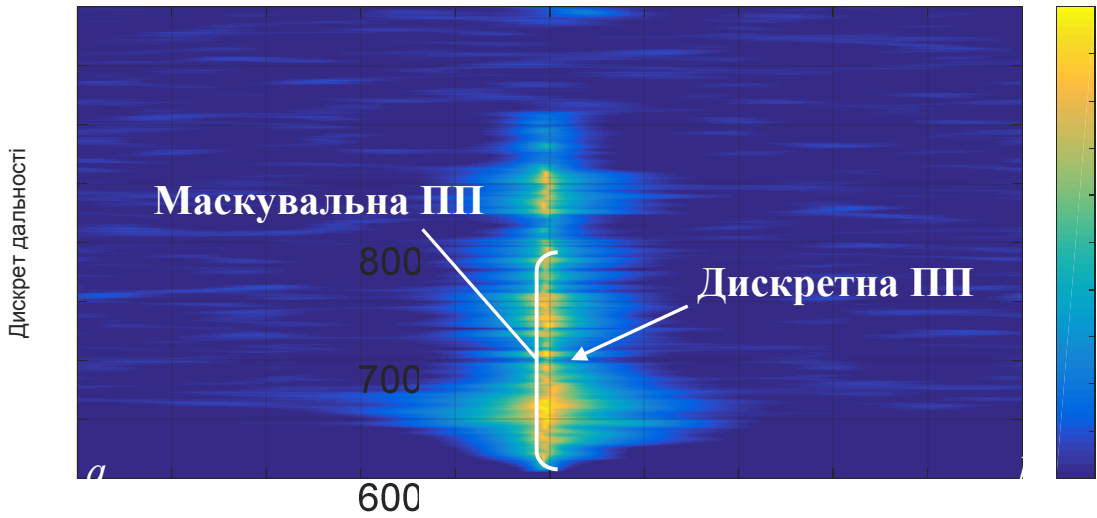
напрямі $\beta \approx 117.1^\circ$
 Потужність, дБ

30

20

10

0



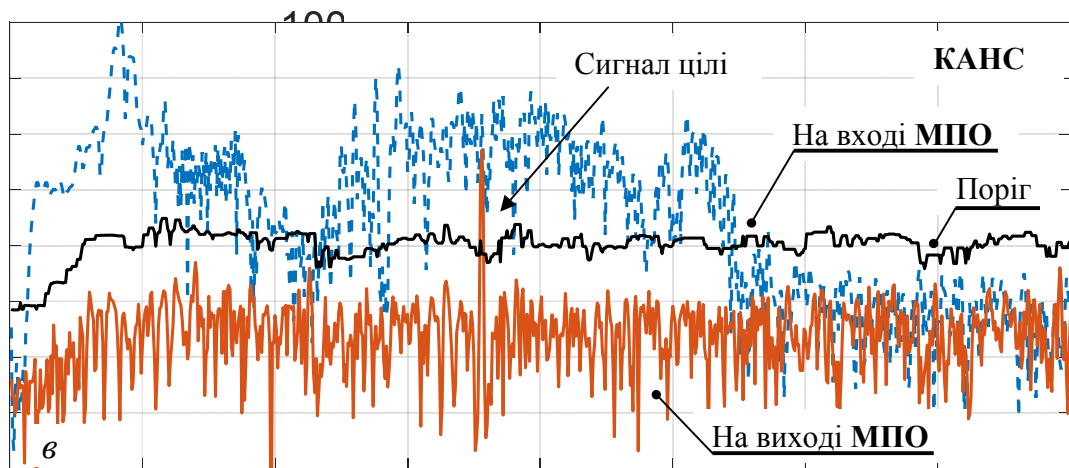
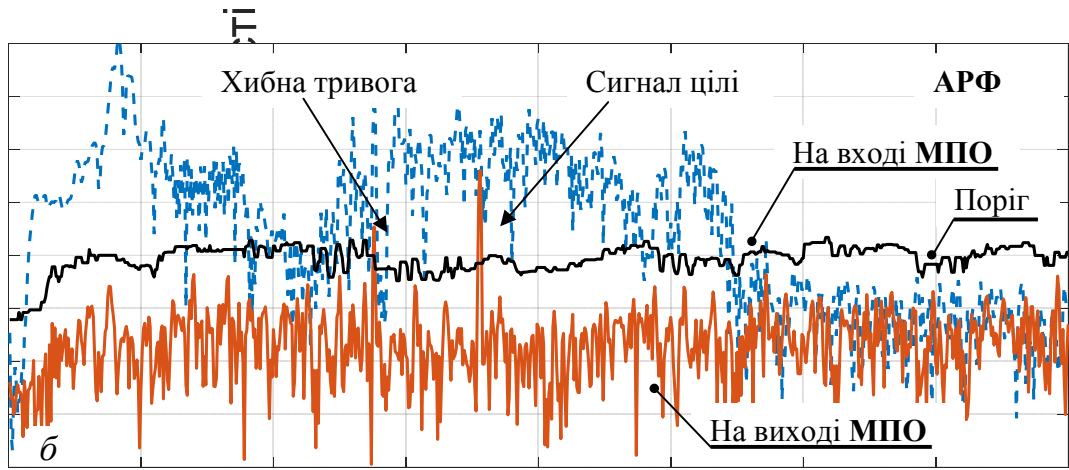
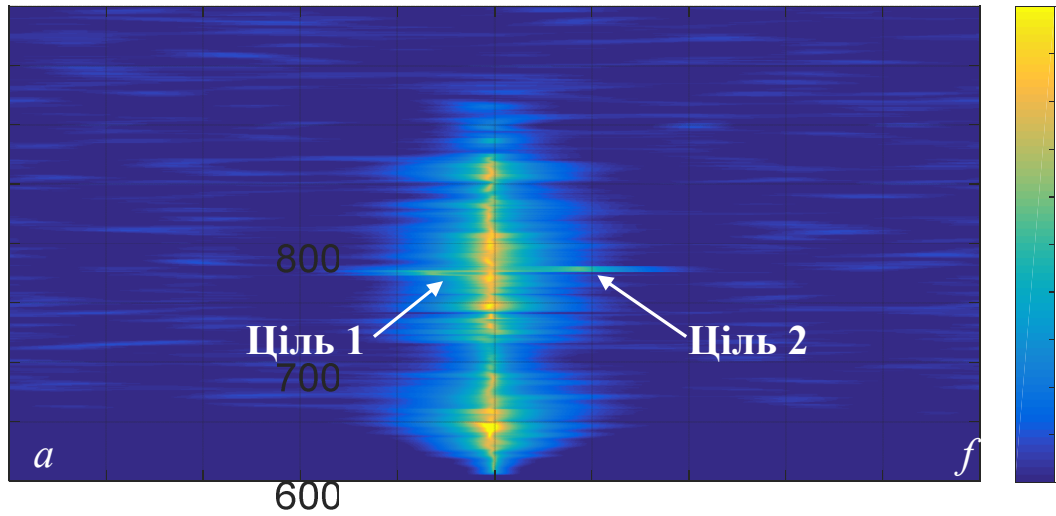
-0.1
Нормо

Рисунок 1.98 – Оцінка спектру вхідних сигналів (а) та результати обробки на виході адаптивної системи на основі АРФ (б) та КАНС (в) в азимутальному

30
Потужність, дБ
20
напрямі $\beta \approx 196.4^\circ$
10
0
-10

Наступний приклад, наведений на рис. 1.99 (азимутального напрямку $\beta \approx 152.5^\circ$), демонструє здатність адаптивної системи та КАНС виявляти сигнали цілей (рис. 1.99, *a*) на тлі маскувальних ПП.

Обидві схеми успішно придушують ПП та виділяють дві малошвидкісні цілі (з радіальними швидкостями $\widehat{V}_r^{(1)} \approx -4.3$ м/с та $\widehat{V}_r^{(2)} \approx +6.3$), що рухаються у протилежних напрямках, у окремих елементах розділення по дальності (зокрема, 348 та 354 відповідно). Але система на основі АРФ додатково виявляє і хибну ціль у 276 елементі (рис. 1.99, *b*), разом з тим, як КАНС (рис. 1.99, *в*) її придушує завдяки РФ.



-0.1
Нормо

Рисунок 1.99 – Оцінка спектру вхідних сигналів (а) та результати обробки на виході адаптивної системи АРФ (б) та КАНС (в) в азимутальному напрямі $\beta \approx 152.5^\circ$

30
20
10
0
Потужність, дБ

1.7.7.4 На рис. 1.100 та рис. 1.101 наведені екрани ДАЗ на виході відповідно адаптивної системи на основі АРФ та КАНС у результаті обробки усіх азимутальних напрямів цифрових записів, показаних на рис. 1.95 (один огляд). Зокрема, вони показують відмітки, де адаптивна ППС (1.90) пододала підготовлений поріг.

На рис. 1.102 та рис. 1.103 показані аналогічні результати, але після обробки і накладання 15 оглядів (відмітки різних оглядів розфарбовані різними кольорами). Останні, наглядно демонструють траєкторії руху реальних цілей.

З них видно, що за однакових умов рівень хибної тривоги, спричинений дискретними ПП, у адаптивній системі на основі АРФ значно вищий за рівень хибної тривоги КАНС. Це означає, що проста операція доповнення адаптивної системи не адаптивною може суттєво покращити ефективність МПО та знизити навантаження на подальшу систему вторинної обробки.

У цілому, проведені теоретичні дослідження п. 1.7.1 – п. 1.7.6 підтверджені результатами напівнатурних випробувань, що дозволяє рекомендувати до практичної реалізації КАНС МПО для виявлення БПЛА у сучасних імпульсних РЛС.

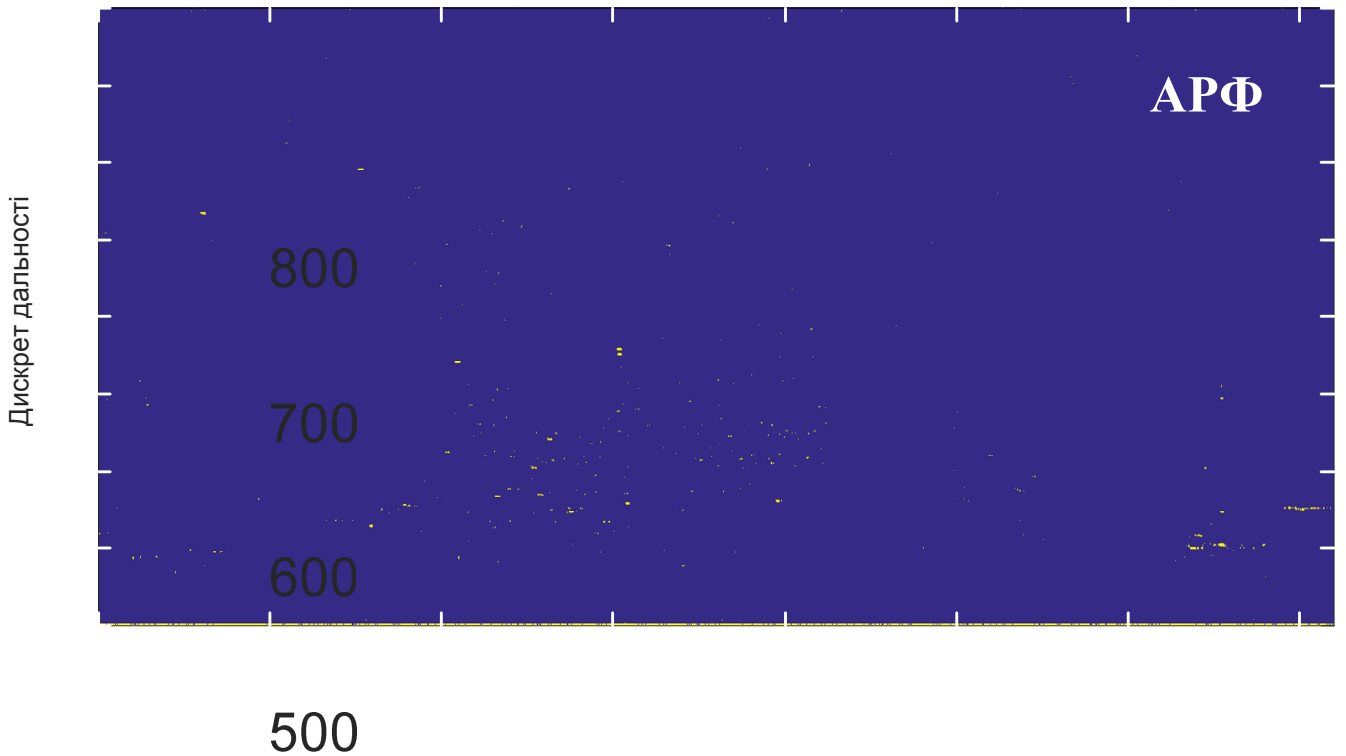


Рисунок 1.100 – Экран ДАЗ (1 обзор) на выходе адаптивной системы на основе АРФ

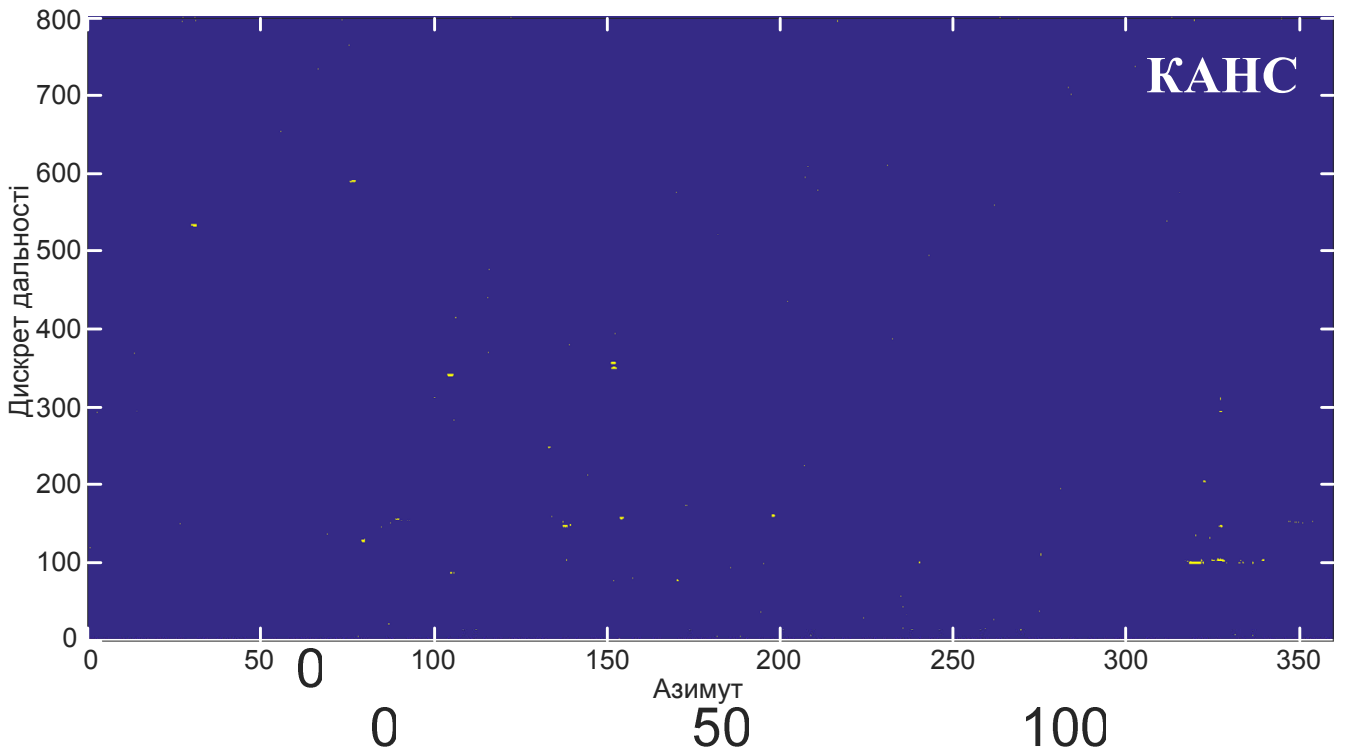


Рисунок 1.101 – Экран ДАЗ (1 обзор) на выходе КАНС

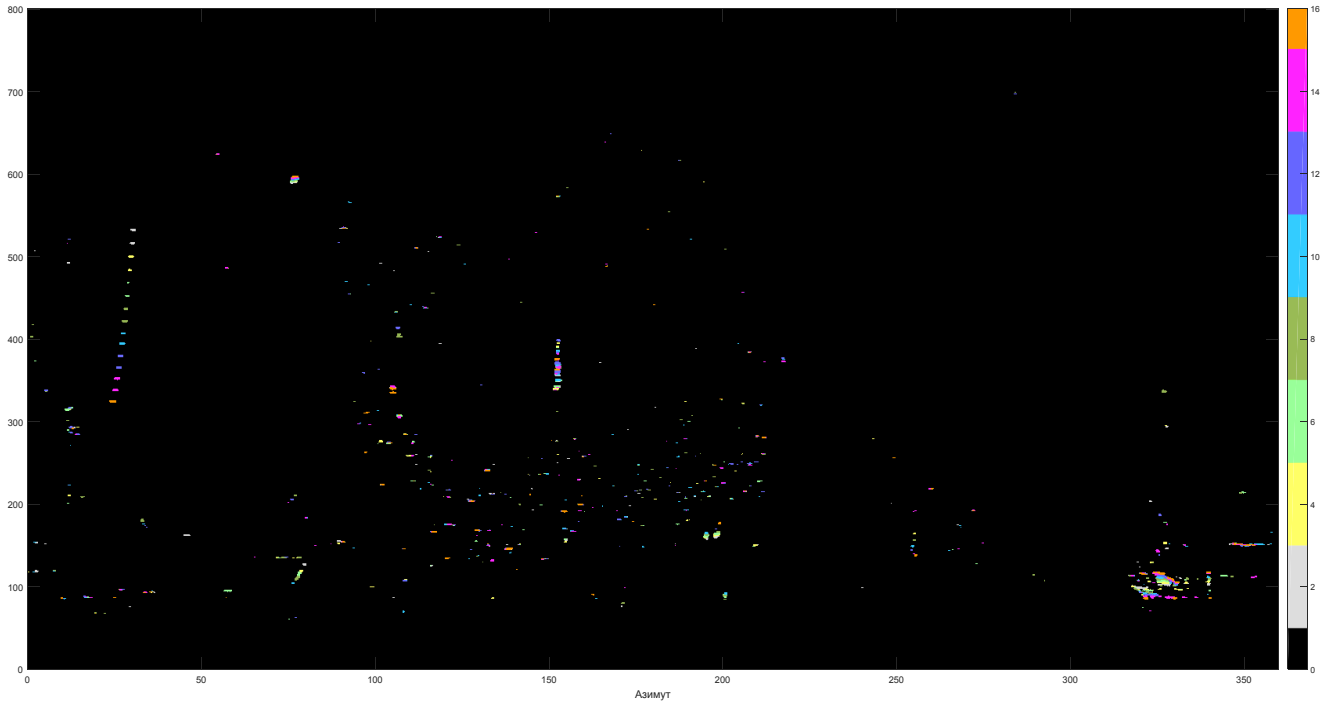


Рисунок 1.102 – Екран ДАЗ (15 оглядів) на виході адаптивної системи на основі АРФ

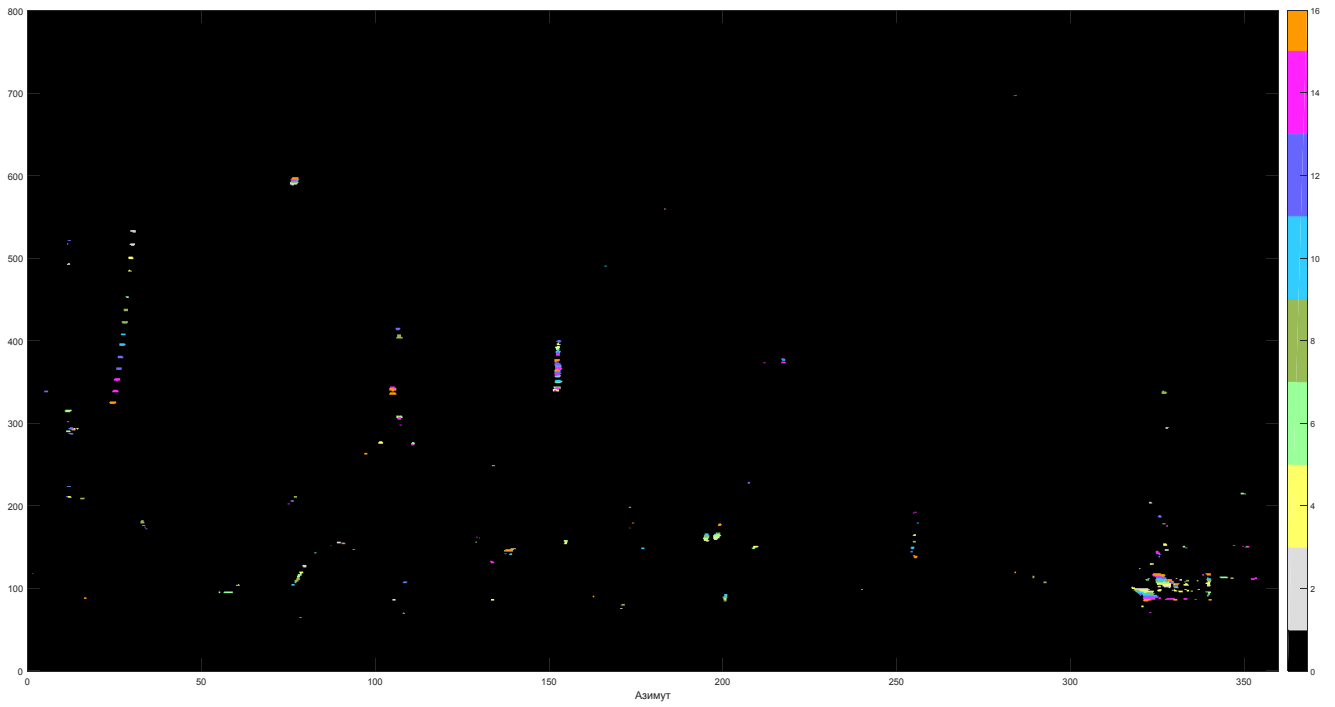


Рисунок 1.103 – Екран ДАЗ (15 оглядів) на виході КАНС

1.8 Практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації комбінованої адаптивно – неадаптивної системи компенсації маскувальних і імітувальних ПП

Адаптивно – неадаптивна система (КАНС) складається із АРФ для компенсації маскувальних ПП і неадаптивного фільтру з вузьким провалом в ЧХ в зоні дії хибних цілей ($f = 0$) для компенсації дискретних імітувальних ПП.

Для технічної реалізації в РЛС виявлення БПЛА рекомендується послідовний (рис. 1.37) 4-7-ступінчатий АРФ з тьоплицевим адаптивним алгоритмом його настроювання (п. 1.6) за навчаючою вибіркою у "ковзному" за дальністю вікні об'ємом $KK = 6 - 12$ при постійному інтервалі повторення імпульсів когерентної пачки сигналу, або при попачічній вобуляції інтервалів зондування, оскільки він забезпечує рекордну швидкодію адаптації. При міжімпульсній вобуляції інтервалів зондування необхідно використовувати базовий алгоритм настроювання АРФ загального виду за навчаючою вибіркою об'ємом $KK = 14 - 22$. При цьому необхідно використовувати рекурентний комбінований алгоритм $k = 4$ рангового оновлення параметрів послідовного АРФ (п. 1.5.3).

Як неадаптивний фільтр рекомендується послідовний решітчастий фільтр (РФ) (рис. 1.52) або штатний фільтр КІХ–НІХ фільтр (рис. 1.55) з 2-м варіантом вектора ваг НІХ-фільтра $\mathbf{V} = [b_i]_{i=1}^3$: $b_1 = 0$, $b_2 = -0.71$, $b_3 = 1.1$. При цьому рекомендується впровадити набір таких фільтрів з різною шириною їх ЧХ (рис. 1.53, 1.56) таким чином, щоб компенсувалися, дискретні імітувальних завад, наприклад, відбиття від точкових місцевих предметів при відсутності ангел-луни. Зазначимо, що ангел-луна взагалі не спостерігається в РЛС метрового діапазону. Підключення того чи іншого фільтру з відповідною шириною залежить від завадової обстановки, зокрема, від характеристик дискретних імітувальних завад, яка, в свою чергу, залежить від місцевості, погоди, пори року і часу доби. При відсутності дискретних імітувальних

завад (цілеподібних відміток на екрані індикаторів), в зоні дії РЛС, де відсутні маскувальні відбиття від місцевих предметів (поверхні, що підстилає), потрібно вимикати неадаптивний фільтр, щоб не додавати зайву сліпу швидкість.

Для більш ефективного виділення корисного сигналу на фоні завад рекомендується АРФ установлювати на виході неадаптивного фільтру.

Як цифрову елементну базу для технічної реалізації комбінованої адаптивно – неадаптивної системи компенсації маскувальних і імітувальних завад рекомендується високошвидкісний багатоядерний сигнальний процесор (СП).

Наприклад, сигнальний процесор DSP TMS320C6678 фірми Texas Instruments має 8 ядер, кожне з яких працює з тактовою частотою 1 ГГц і забезпечує швидкодію операцій із фіксованою крапкою кожного ядра до 44,8 GMAC, а із плаваючою крапкою – до 22.4 GFLOP. Вони мають по дві високошвидкісні пам'яті (кеш-пам'яті) рівня L1 ємністю по 32 КБ кожна, локальну пам'ять рівня L2 512 КБ та 4 МБ спільної для всіх ядер оперативної пам'яті.

Висновки за розділом 1

1. Статистично оптимальна МПО гауссових когерентних сигналів на тлі гауссових пасивних перешкод (ПП) і внутрішнього шуму передбачає перетворення вектора вхідних дій у лінійному фільтрі, що максимізує енергетичне відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ). Такий фільтр для M – елементної пачки когерентного сигналу має оптимальну M – вимірну імпульсну характеристику (ІХ) і може бути утворений послідовним з'єднанням обертаючого фільтра перешкод з $M \times M$ матричною ІХ (МІХ), оберненої до $M \times M$ кореляційної матриці (КМ) перешкод, і фільтра з M – елементної ІХ, узгодженою з відповідною когерентною пачкою очікуваного сигналу, який максимізує енергетичне відношення сигнал/шум під час відсутності ПП.

2. Обертаючий фільтр перетворює вхідний M – вимірний вектор перешкоди з довільною КМ у вихідний M – вимірний вектор із КМ, оберненої до вхідної. Це перетворення супроводжується оптимальною нетривіальною мінімізацією потужності перешкод. Частотна характеристика (ЧХ) обертаючого фільтра має "провали" у зоні "гребенів" енергетичного спектра вхідного процесу. Ці "провали" залежать від інтенсивності й форми спектра перешкод.

3. Функції обертаючого фільтра можуть бути виконано двома послідовно з'єднаними відбілюючими фільтрами перешкод. МІХ першого з них пропорційна (неєдиному) матричному "кореню" з $M \times M$ МІХ обертаючого фільтра, а другого – ермітово спряжена з МІХ першого. У ролі цих МІХ можуть виступати, зокрема, співмножники Холецького верхнє-нижнього й нижнє-верхнього трикутних розкладань МІХ обертаючого фільтра.

4. Показано, що в гіпотетичній ситуації точно відомих КМ ПП, що апроксимуються авторегресійними (АР) процесами з обраними параметрами, «згладжування» вікнами Хеммінга або Ханна ІХ накопичувача оптимальної (у відсутності «згладжування») схеми веде до більших втрат обраного критерію (до 5 дБ при відносно більших розмірах ($M = 64$) пачки імпульсів і до 55 дБ – при малих ($M = 16$)).

5. Точна реалізація оптимальної обробки могла б виявитися досить складною навіть у розглянутих гіпотетичних умовах точного знання статистичних характеристик (КМ) гауссових вхідних дій. Найбільш складні операції обернення або відбілення перешкоди, що вимагають порядку M^2 множень у кожному елементі дозволу по дальності з типової для практики часовою довжиною від одиниць до часток мкс. У реальних умовах апріорної невідомості й мінливості КМ ці операції значно ускладнюються через необхідність уводити додатково ще більш ємні по обчислювальних витратах операції оцінювання невідомих параметрів перешкод. У той же час ці витрати в типових ситуаціях суттєво нестаціонарних по дальності й (або) азимуту ПП можуть не дати позитивного ефекту через погане співвідношення

між числом параметрів, що підлягають оцінюванню, і доступним об'ємом класифікованої навчаючої вибірки, придатної для розв'язку цієї задачі. Саме цим можна, імовірно, пояснити обережність багатьох розроблювачів, що прагнуть підвищити ефективність нетраєкторної СРЦ на тлі ПП за рахунок поліпшення неадаптивних різновидів систем МПО (зокрема, цифрових фільтрових або компенсаційно-фільтрових на основі неадаптивних систем ЧПВ різної кратності).

6. Більш перспективним і універсальним представляється, однак, інший підхід. Він пов'язаний з нерівністю внесків у загальний ефект різних оптимальних операцій, внаслідок чого близькі до потенційно можливих характеристики можуть забезпечити й не строго оптимальні (квазіоптимальні) системи МПО із суттєво меншим числом параметрів, що підлягають оцінюванню на етапі адаптації.

7. Проаналізовано набір квазіоптимальних (КО) систем СРЦ, отриманих послідовним спрощенням базової оптимальної структури. Ці спрощення зводяться до заміни фільтрів придушення перешкоди з «оптимальною» МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{\Psi} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H}$, оберненою до КМ ПП \mathbf{R} , фільтрами з іншими МІХ. Зокрема, квазіобертаючими фільтрами (з $M \times M$ МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{\Psi}_b = \mathbf{H}_b^* \cdot \mathbf{H}_b$ з нижньою трикутною стрічковою матрицею \mathbf{H}_b із шириною стрічки $zz < M$); відбіляючими (з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}$ з «заповненою» матрицею \mathbf{H}) і квазівідбіляючими (з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}_b$) фільтрами; «всепроникним» (з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{I}_M$) фільтром. Оцінені втрати у ВСПШ розглянутих КО систем СРЦ при згладжуванні ІХ когерентного накопичувача в гіпотетичних умовах відомої КМ ПП.

8. Розроблена теорія «трьох ситуацій», що пояснює залежність цих втрат кожної зі схем від доплерівського зсуву частоти корисного сигналу відносно доплерівської частоти гребеня спектра ПП.

9. Для виявлення БПЛА в умовах дії маскувальних протяжних за дальністю (часом) пасивних перешкод запропоновано функціональну схему пристрою міжперіодної адаптивної обробки пачки радіоімпульсів на основі квазівідбіляючого

«послідовного» чотирьох – семиступінчастого адаптивного решітчастого фільтра (АРФ).

Розроблено головний елемент запропонованої системи захисту від маскувальних ПП – унікальний рекурентний комбінований алгоритм $k = 4$ рангового оновлення параметрів АРФ по навчаючий вибірці незалежних векторів ПП з "ковзного" за дальністю вікна. Алгоритм призначений для перетворення "старих" параметрів АРФ, що відповідають t -му ($t \in 1, KK - 1, KK \gg 1$) елементу дальності (моменту часу), у "нові" параметри, що відповідають наступному $(t + 1)$ -му її елементу дальності.

10. Проведено експериментальне дослідження (напівнатурний експеримент) АРФ при виявленні БПЛА по цифровим записам реальних відбиттів від місцевих предметів і дощових хмар імпульсної оглядової РЛС X діапазону з постійним інтервалом зондування. У процесі напівнатурного експерименту порівнювалась адаптивна система МПО на основі послідовного 7-кратного (7-ступінчастого) АРФ і штатна неадаптивна система МПО. Для настроювання АРФ використовувався «тьоплицевий» алгоритм Берга, який забезпечує рекордну швидкодію.

Напівнатурний експеримент показав, що адаптивна системи МПО на основі АРФ забезпечила «безпровальну проводку» БПЛА в зоні інтенсивних відбиттів як від місцевості, так і від дощових хмар, тоді як на виході штатної неадаптивної системи МПО спостерігалися пропуски (невиявлення) цілей. Отже, для виявлення БПЛА на фоні маскувальних ПП доцільно використовувати адаптивну систему МПО на основі АРФ.

11. В умовах дії маскувальних і природних імітувальних перешкод, тобто цілеподібних дискретних відбиттів від точкових місцевих предметів і ангелів, запропоновано комбіновану систему компенсації, що складається із АРФ і неадаптивного фільтра. Така комбінована схема обумовлена тим, що кожна з цілеподібних відміток породжена відбивачами, зосередженими в одному-двох

імпульсних об'ємах РЛС, тобто об'єм навчаючої вибірки дорівнює $KK = 1, 2$. Це не дозволяє настроїти АРФ і скомпенсувати імітувальні перешкоди.

При великій кількості цілеподібних відміток вторинна система обробки не спроможна розділити БПЛА й хибні цілі. Тому допомогу їй потрібно зробити на етапі первинної обробки. У зв'язку з цим при одночасній дії маскувальних і дискретних імітувальних перешкод у цьому підрозділі для виявлення БПЛА потрібно використовувати комбіновану систему компенсації, що складається із АРФ для компенсації маскувальних ПП і неадаптивного фільтру з вузьким провалом в ЧХ в зоні дії хибних цілей ($f = 0$) для компенсації імітувальних ПП.

На першому етапі досліджувалася комбінована адаптивна – неадаптивна система (КАНС) компенсації протяжних за дальністю (стаціонарних) двошарових (з розщепленим спектром) маскувальних ПП від місцевих предметів, що породжують відбиття з нульовим доплерівським зсувом максимуму спектра, і метеоутворення з довільним доплерівським зсувом максимуму спектра. Були визначені "граничні" можливості КАНС у гіпотетичних умовах відомих статистичних характеристик вхідних дій, що дозволило попередньо порівняти різні варіанти КАНС і вибрати доцільні для подальших досліджень у ході напівнатурних експериментів по записах реальних ПП, запланованих на другому етапі роботи.

12. Для розв'язку завдань СРЦ на фоні маскувальних ПП, інтервал часової стаціонарності яких перевершує 10 – 20 інтервалів розділення РЛС за дальністю, КАНС може бути корисною тільки при наявності ПП від місцевості (з нульовим доплерівським зсувом спектра). У зонах огляду, де така ПП відсутня, доцільно відмовитися від неадаптивного фільтру, уникши тим самим невиправданих втрат корисного сигналу від цілей з малою радіальною швидкістю руху. Для визначення цих зон може бути корисним попередній спектральний аналіз відбиттів на вході системи МПО

13. З розглянутих різновидів неадаптивних фільтрів найбільш прийнятний решітчастий фільтр (РФ), на основі якого може бути реалізована необхідна ЕЧХ або

враховуючий мінливість форм спектрів від місцевих предметів їх набір. У практичних завданнях може використовуватися також штатний КІХ–БІХ фільтр або класичний ЧПВ-фільтр, але тільки невисокого ($n \leq 2$) порядку.

14. Неадаптивний фільтр повинен передувати адаптивному. Останній у цьому випадку здатний "скорегувати" результати роботи неадаптивного фільтра й за рахунок цього трохи підвищити ефективність обробки в цілому. А якщо ні, то вона може знизитися, особливо при включенні на виході АРФ ЧПВ-фільтра щодо високого ($n > 2$) порядку.

15. Проведені напівнатурні випробування КАНС МПО (на основі АРФ та РФ) за цифровими записами реальних сигналів. Отримані результати підтвердили справедливість результатів теоретичних досліджень та переконливо свідчать про доцільність використання КАНС МПО для вирішення задачі виявлення малошвидкісних літальних апаратів, зокрема БПЛА, у сучасних імпульсних РЛС.

16. Сформульовано практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації комбінованої адаптивно – неадаптивної системи компенсації маскувальних і імітувальних ПП.

2 РОЗРОБЛЕННЯ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СИСТЕМИ ЗАХИСТУ РЛС ВИЯВЛЕННЯ БПЛА З ФАР ВІД ШУМОВИХ ЗАВАД З ОДНОЧАСНОЮ ПЕЛЕНГАЦІЄЮ ПОСТАНОВНИКІВ ШУМОВИХ ВИПРОМІНЮВАНЬ, ЩО МАСКУЮТЬ БПЛА, ТА ПЕЛЕНГАЦІЇ БПЛА ЯК ДЖЕРЕЛ ШУМОВИХ ЗАВАД

Розділ присвячений розробці технічних рішень для створення системи захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від активних шумових завад з одночасною пеленгацією постановників шумових випромінювань, що маскують БПЛА, та системи пеленгації БПЛА як джерел шумових завад.

РЛС виявлення БПЛА повинні розв'язувати інформаційні задачі в умовах шумових завад (перешкод), що створюються точковими за простором джерелами незалежних неперервних шумових випромінювань. Вони маскують корисні сигнали і утрудняють тим самим добування корисної інформації.

Системи захисту від шумових завад у сучасних радіолокаторах є адаптивними та являють собою кореляційні автокомпенсатори (АК) із градієнтними алгоритмами настроювання. Однак вони вже застаріли, оскільки розроблялись в 60-х – 70-х роках минулого століття, і не відповідають сучасним вимогам. Зокрема, їх ефективність залежить від кількості, розташування й інтенсивності джерел зовнішніх завад. Наприклад, швидкодія таких автокомпенсаторів суттєво зменшується при збільшенні кількості джерел шумових випромінювань від одного вже до трьох-чотирьох.

Тому тут розробляється система захисту РЛС виявлення БПЛА із ФАР на основі паралельного адаптивного решітчастого фільтра з алгоритмами його настроювання, які мають більш високу ефективність, зокрема, швидкодію, у порівнянні з "градієнтними" АК.

БПЛА також можуть використовуватися у цілях радіоелектронної боротьби як джерела шумових перешкод. У цьому зв'язку в даному розділі розглядаються питання використання в РЛС виявлення БПЛА із ФАР "надрозділяючих" алгоритмів пеленгації точкових джерел зовнішніх неперервних шумових випромінювань на базі структур адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ).

Нарешті пропонується комбінована система виявлення – пеленгації на основі АРФ для захисту РЛС виявлення БПЛА від шумових завад з одночасною пеленгацією постановників шумових випромінювань.

2.1 Обґрунтування кількості, структури й місцезрешташування системи компенсаційних каналів для захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад

2.1.1 Обґрунтуємо кількість, структуру й місцезрешташування системи компенсаційних каналів для захисту РЛС виявлення БПЛА з плоскою ФАР від шумових завад методом математичного моделювання [32, 33]. Проведемо його стосовно до плоскої прямокутної ФАР (рис. 2.1), що складається з 43 модулів (підрешіток) із 8x16 випромінювачів, довжина хвилі відповідає С-діапазону.

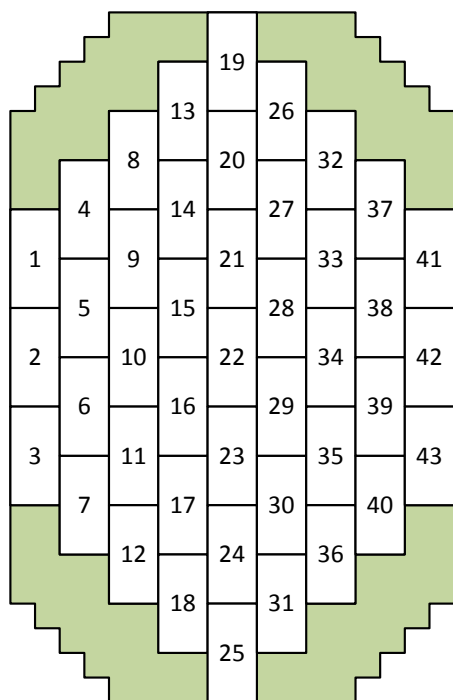


Рисунок 2.1 – Основна плоска прямокутна ФАР

Будемо вважати, що в РЛС виявлення БПЛА вихідні сигнали модулів «зважуються» і, відповідно, використовується амплітудний розподіл – «косинус на п'єдесталі»:

$$A_n = k + (1 - k) \cos^q \left(\frac{\pi(x_n - x_c)}{L} \right), \quad (2.1)$$

де $k = 0,333 \leq 1$, $q = 1$;

x_n – координата випромінювача (центру модуля) у відповідній площині;

x_c – координата геометричного центру ФАР у відповідній площині;

L – розмір ФАР у відповідній площині.

У цієї основної ФАР формуються 3 основних (інформаційних) канали – один сумарний і два різницеві. Далі будемо аналізувати сумарний канал. На рис. 2.2 показана його 3D діаграма спрямованості (ДС).

Компенсаційні канали будуть формуватися додатковими підрешітками розміру 8×8 поза основним полотном ФАР (рис. 2.3).

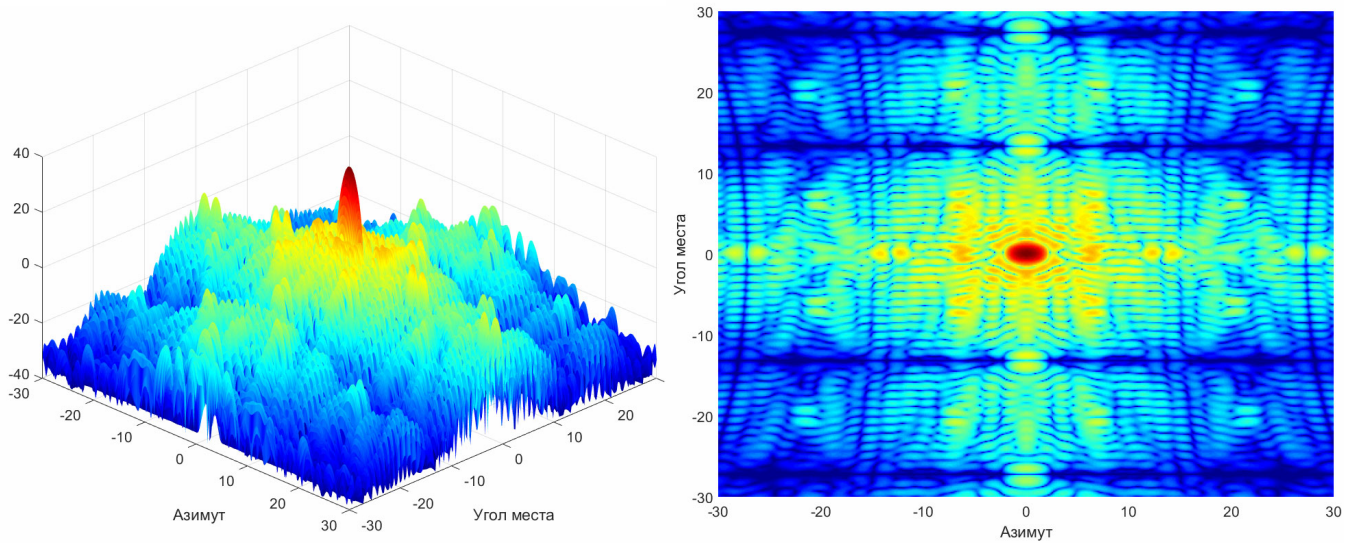


Рисунок 2.2 – 3D ДС основного (сумарного) каналу

На рис. 2.4 суцільною чорною лінією показані перетини цієї 3D ДС основного (сумарного) каналу в азимутальній площині при $\epsilon = 0$ (а) і в кутомісцевій площині

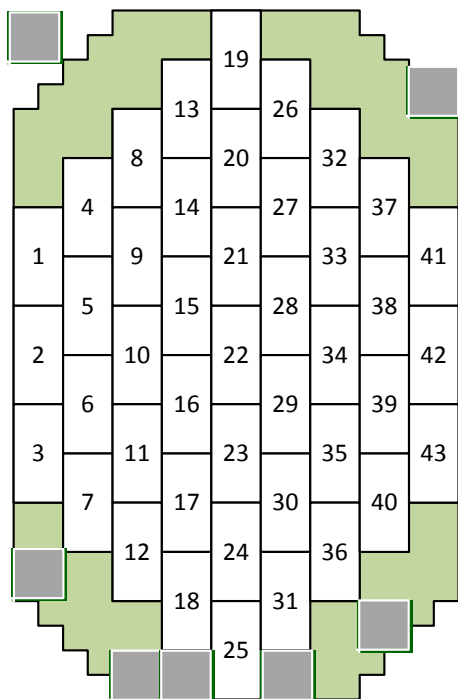


Рисунок 2.3 – Компенсаційні підрешітки поза основним полотном ФАР

при $\beta = 0$ (б), а штриховою синьою лінією – ДС однієї компенсаційної підрешітки розміру 8×8 .

Як видно, рівень першої бічної пелюстки основної ДС становить приблизно -31 дБ, другої й п'ятої відповідно $\approx -36,5$ дБ і ≈ -42 дБ, а рівень фона ≈ -45 дБ.

Оцінювати потенційну (граничну) перешкодозахищеність РЛС виявлення БПЛА при виборі кількості, структури й місця розташування системи компенсаційних каналів будемо за величиною вихідного відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) у гіпотетичній ситуації відомої кореляційної матриці перешкоди (адитивної суміші шумових перешкод і

внутрішнього шуму РЛС виявлення БПЛА) і оптимальному ваговому векторі \mathbf{r} :

$$\mu = \frac{\mathbf{r}^* \cdot \Phi_s \cdot \mathbf{r}}{\mathbf{r}^* \cdot \Phi \cdot \mathbf{r}}. \tag{2.2}$$

Тут Φ_s, Φ – кореляційні матриці (КМ) сигналу й перешкоди відповідно.

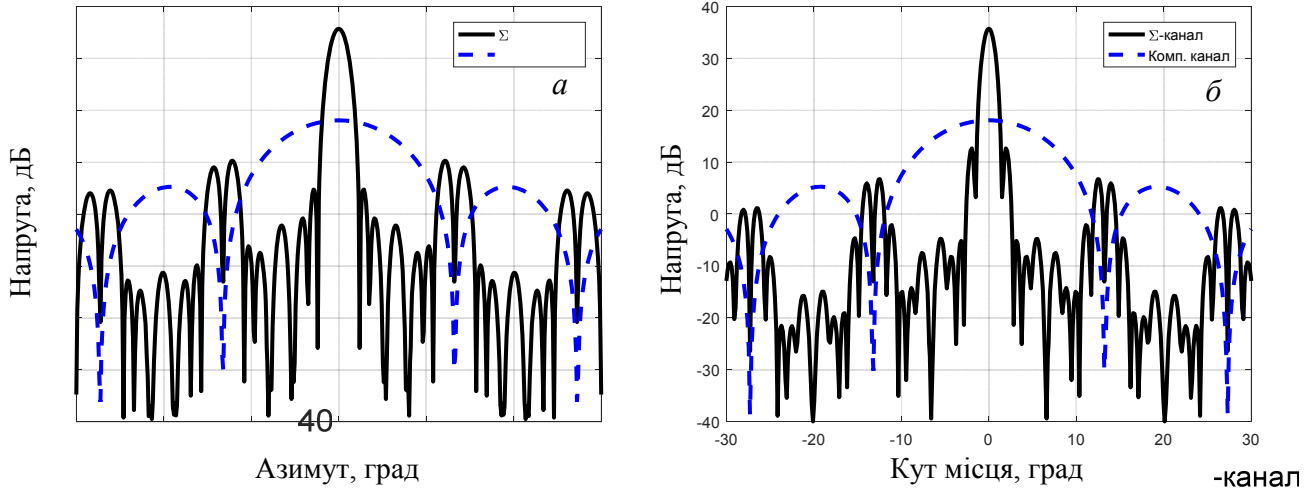


Рисунок 2.4 – Перетини 3D ДС основного (суцільна лінія) і компенсаційного (штрихова лінія) каналів в азимутальній площині при $\varepsilon = 0$ (а) і $\beta = 0$ (б)

Це ВПШ буде обчислювати за результатами 1000 випробувань, у кожному з яких $n \in 1, 7$ постановника шумових перешкод (ШП) будуть діяти по бічних пелюстках ДС ФАР з випадкових напрямків, рівномірно розподілених у заданих кутових діапазонах: $\Delta\beta \in 2, 7$ за азимутом (рис. 2.4, а) і $\Delta\varepsilon \in 2, 4$ за кутом місця (рис. 2.4, б). Кутове положення цілі буде збігатися з напрямком нормалі до апертури ФАР, тобто з максимумом головної пелюстки основної ДС за обома координатами. Відношення перешкоди/шум (ВПШ) в основному (сумарному) каналі при будь-якій кількості постановників ШП для порівняльного аналізу буде вибиратися однаковим і рівнятися $h_0 = 30$ дБ або 60 дБ.

Первісний аналіз проведемо для семи ($M_{comp} = 7$) ідентичних компенсаційних підрешіток розміру 8×8 . Аналізувалося 6 варіантів розташування цих модулів, показаних на рис. 2.5.

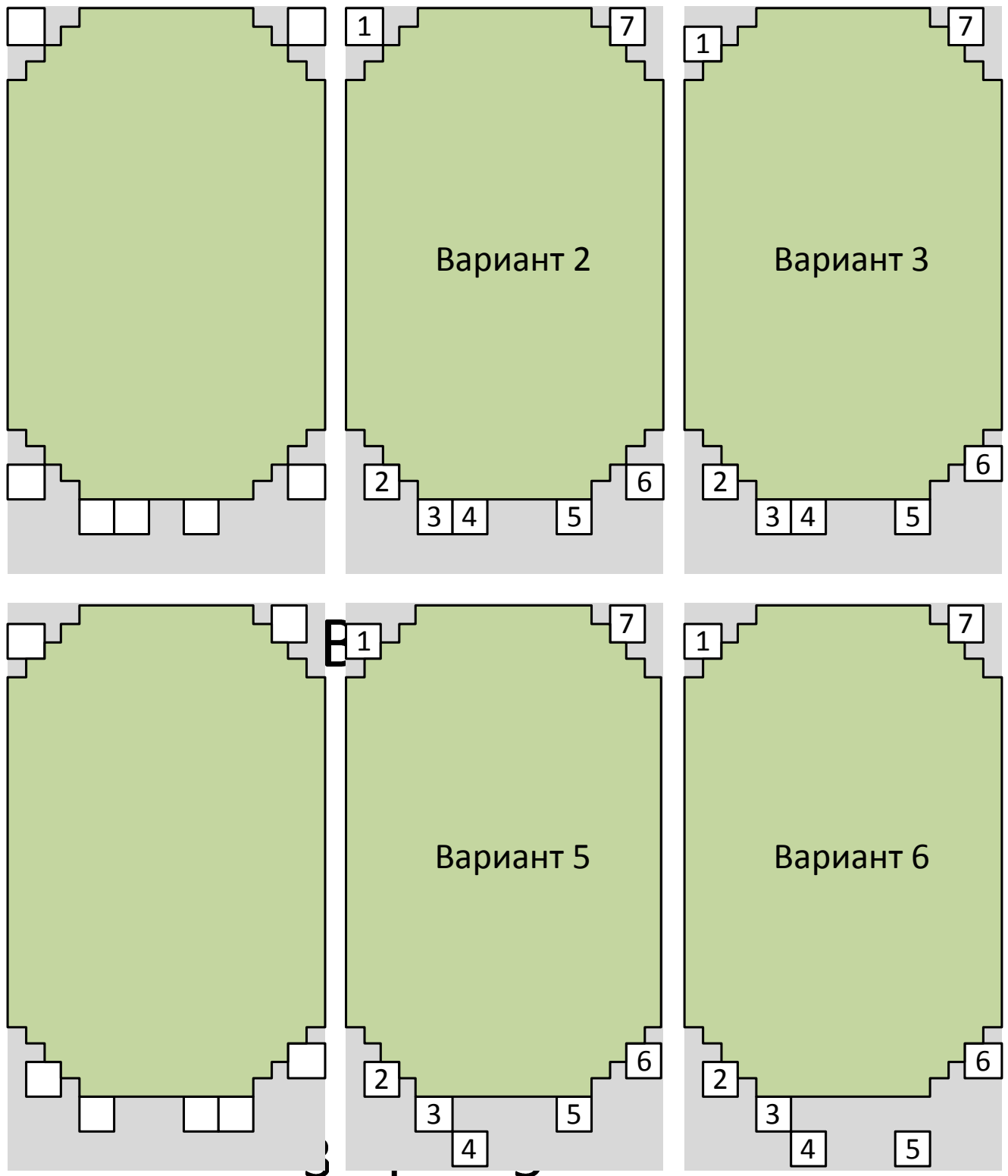


Рисунок 2.5 – Варіанти розташування 7-ми компенсаційних підрешіток

2.1.2 На рис. 2.6 наведені залежності граничних значень ВСПШ μ_{\max} (2.2), що забезпечуються оптимальним ваговим вектором \mathbf{r} , від 7 варіанта розташування ідентичних компенсаційних підрешіток (рис. 2.5) при ВПШ, рівному $h_0 = 30$ і 60 дБ,

та дії 1-го (а), 3-х (б), 5-ти (в), 7-ми (г) постановників ШП (ПШП). Штрихові криві відповідають узгодженій обробці сигналів на фоні внутрішнього шуму при відсутності зовнішніх перешкод.

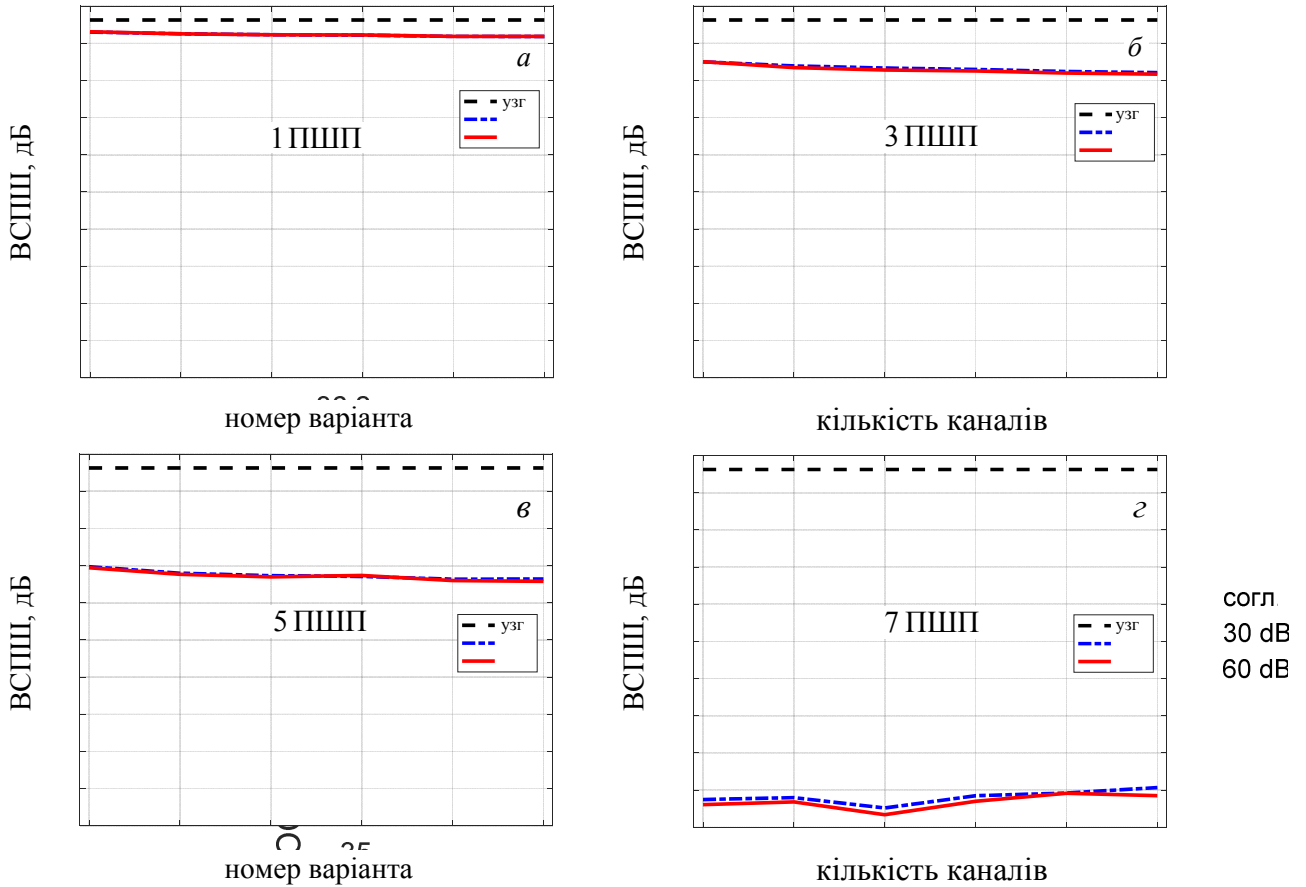


Рисунок 2.6 – Залежності ВСПШ від номера варіанта розташування 34,8
34,7
34,6
34,5
34,4
34,3
34,2
34,1
34,0
33,9
33,8
33,7
33,6
33,5
33,4
33,3
33,2
33,1
33,0
32,9
32,8
32,7
32,6
32,5
32,4
32,3
32,2
32,1
32,0
31,9
31,8
31,7
31,6
31,5
31,4
31,3
31,2
31,1
31,0
30,9
30,8
30,7
30,6
30,5
30,4
30,3
30,2
30,1
30,0

З рисунка видно, що навіть при дії 7 постановників ШП (рис. 2.6, з), але при кількості компенсаційних підрешіток, рівної 7, тобто не меншому числа постановників ШП і розносі таких підрешіток, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах, при 1-му і 3-х ПШП потенційно забезпечується практично повне придушення зовнішніх перешкод і ефективність, близька до потенційно можливої в їх відсутності. При збільшенні кількості ПШП спостерігаються невеликі втрати в порівнянні з випадком відсутності зовнішніх ШП. Так, при 5-ти ПШП ці втрати становлять 0,6 дБ, а при 7-ми ПШП – приблизно 2 дБ. При цьому відмінність між варіантами розташування компенсаційних підрешіток знехтувано мала.

согл.
30 dB
60 dB

На рис. 2.7 наведені залежностями граничного значення ВСПШ μ_{\max} від кількості ідентичних компенсаційних підрешіток, показаних на рис. 2.8.

Ці залежності підтверджують те факт, що ріст числа ідентичних компенсаційних каналів при перевищенні кількості ШП досить незначно (на частки дБ) збільшує ВСПШ.

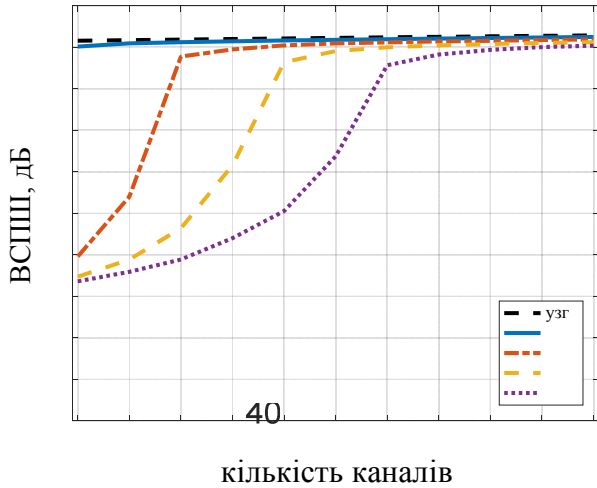


Рисунок 2.7 – Залежності ВСПШ від кількості компенсаційних підрешіток

25 компенсаційних підрешіток (рис. 2.5) забезпечується практично повне придушення зовнішніх шумових перешкод і відношення сигнал/(перешкода + шум), близьке до потенційно можливого при відсутності ШП.

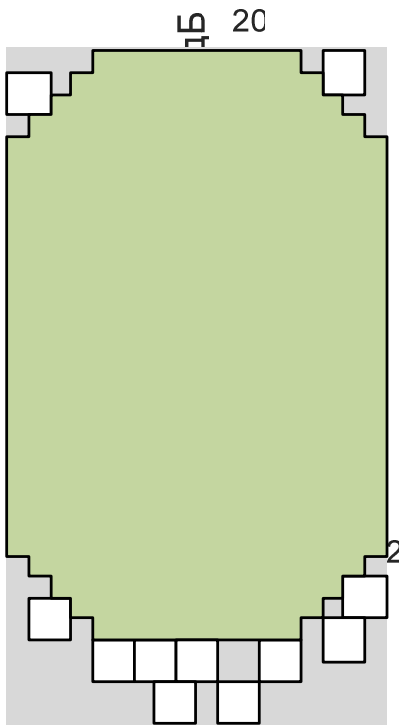


Рисунок 2.8 – 11 компенсаційних підрешіток

характеристики (IX);

Таким чином, у розглянутих умовах точного знання статистичних характеристик сигналів і перешкод і ідентичних каналах приймання проведена оцінка потенційної перешкодозахищеності РЛС виявлення БПЛА при дії шумових перешкод (до 7) показала, що при обраних варіантах розташування 7-ми ідентичних

2.1.3 Неідентичності каналів приймання, тобто відмінності їх частотних (імпульсних) характеристик декорелює входні шумові сигнали, знижуючи тим самим ефективність обробки корисних сигналів на фоні ШП. Втрати ефективності залежать від степені декореляції. Розглянемо 7 відмінностей наступних параметрів частотних (імпульсних) характеристик каналів приймання [32, 33]:

- ширини частотної характеристики (смуги пропускання);
- часового зсуву обвідної імпульсної

- зсуву центральної частоти від номінального значення.

Неідентичність частотних характеристик трактів основного й компенсаційних каналів просторового приймання приводить до збільшення розмірності завадового простору – до появи додаткової кількості перешкод, що здаються [34]. Тому ріст кількості компенсаційних каналів може бути важливим заходом підвищення ефективності обробки.

Оцінимо необхідний ступінь збільшення кількості таких каналів. У цьому зв'язку на рис. 2.9 показані експериментальні залежності ВСПШ від числа неідентичних компенсаційних модулів при можливих значеннях дисперсії перерахованих вище параметрів неідентичності $\sigma^2 = 10^{-5}$ (а) і $\sigma^2 = 5 \cdot 10^{-5}$ (б) при ВПШ в основному каналі $h_0 = 30$ дБ.

Видно, що в цих умовах кількість компенсаційних каналів, що дорівнює кількості зовнішніх джерел ШП, не дозволяє наблизити ефективність обробки до граничної (подібної досягнутої в умовах рис. 2.7).

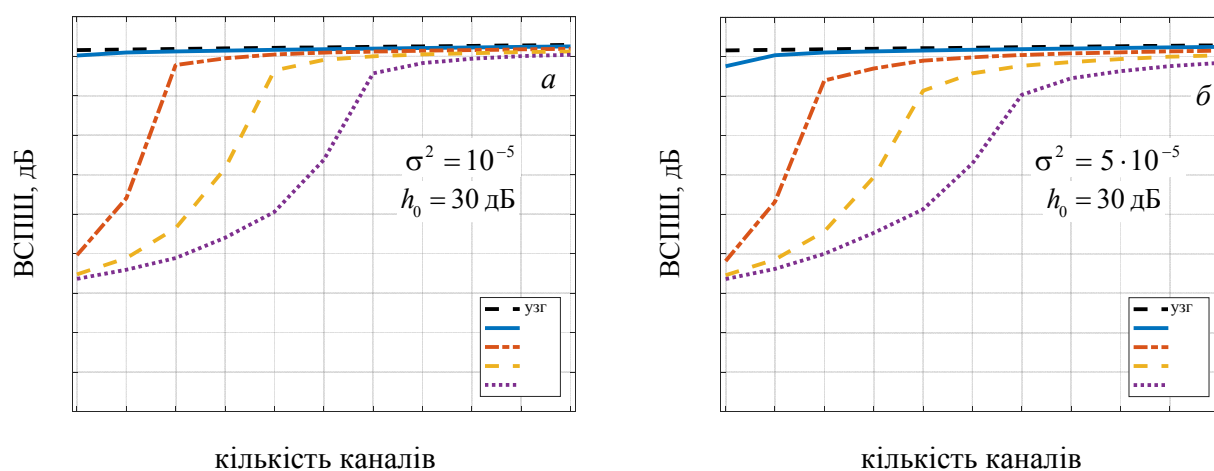


Рисунок 2.9 – Залежності ВСПШ від числа компенсаційних підрешіток при неідентичних каналах приймання

Для наближення до неї потрібно збільшувати кількість компенсаційних каналів, і тим більшою мірою, чим вище дисперсія параметрів неідентичності. Наприклад, при $\sigma^2 = 5 \cdot 10^{-5}$ й кількості ПШП $n = 7$ збільшення кількості компенсаційних каналів з 7 до 9 дозволяє збільшити ВСПШ на 3 дБ. У цьому випадку росте ймовірність того, що в збільшеній кількості каналів з випадковими параметрами

неідентичності знайдеться $m \geq n$ "гарних" ІХ, необхідних для ефективної компенсації випромінювань n постановників ШП [32, 33]. Таке збільшення кількості каналів може виявитися більш простим у порівнянні з контролем і мінімізацією степені розкиду ІХ каналів приймання. Можливо також суміщення цих двох заходів.

2.2 Адаптивна система захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад на основі АРФ

На практиці параметри шумової перешкоди, зокрема, її просторова кореляційна матриця Φ , як правило, невідома й, крім того, вони змінюються в часі через рух джерел ШП і огляду простору самої РЛС. У цих умовах звичайно неможливо забезпечити захист РЛС системами з апіорі обраними фіксованими параметрами.

Тому велике значення має здатність системи захисту від перешкод пристосовуватися до мінливої завадової обстановки, тобто адаптуватися до неї. Адаптивні системи обробки повинні оперативно добувати й використовувати відсутню інформацію про параметри перешкод безпосередньо із вхідних дій. Процедура оцінювання цих параметрів – невід'ємний елемент адаптивної обробки.

Оцінки параметрів неперервних ШП одержують у результаті обробки класифікованої (без корисних сигналів і пасивних перешкод) навчаючої вибірки об'єму K (рис. 2.10), породженою тільки шумовою перешкодою. У кожному з каналів M – елементною антеною ФАР (рис. 2.10) коливання ШП дискретизуються в моменти часу t_1, t_2, \dots, t_K . У довільний момент часу t_i одержуємо M – вимірний навчаючий вектор комплексних амплітуд перешкоди:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}(t_i) = [y_1(t_i) y_2(t_i) \dots y_M(t_i)]^T. \quad (2.3)$$

Послідовність відліків у часі породжує послідовність навчаючих векторів $\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_i, \dots, \mathbf{y}_K$ (рис. 2.10), тобто $(M \times K)$ – вимірну навчаючу вибірку $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_i]_{i=1}^K$.

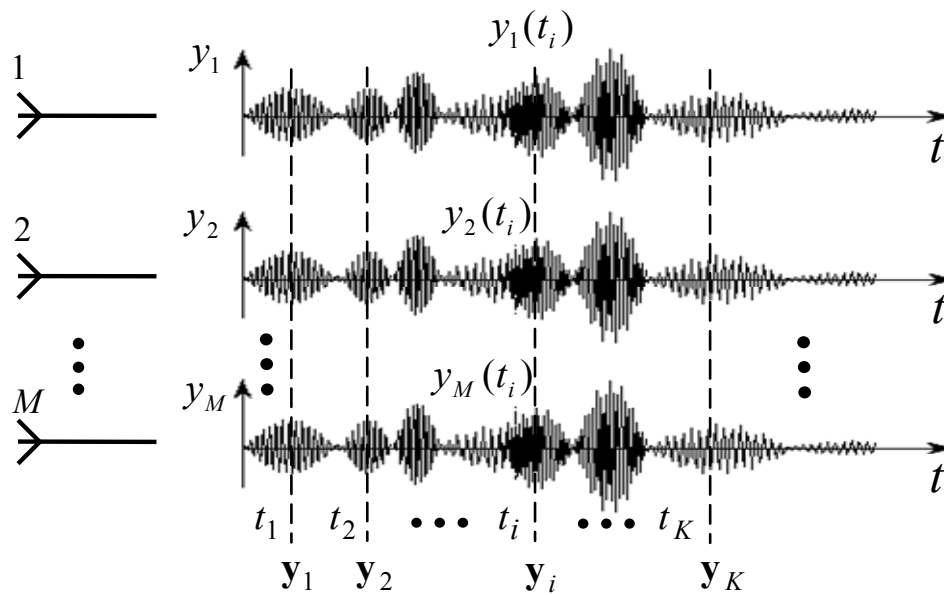


Рисунок 2.10 – Навчаючі вектори

Найважливішим показником якості адаптивних систем обробки є *швидкодія*, мірою якого служить об'єм вибірки K , при якому втрати ефективності адаптивної обробки за обраним критерієм у порівнянні з гіпотетичною ситуацією відсутності невизначеності не перевищують припустимої межі -3 дБ. Вони суттєво залежать від обраного алгоритму оцінювання параметрів перешкод і ступеня урахування наявної апіорної інформації.

Оцінимо ефективність 3-х різних по цьому показникові видів адаптивних систем захисту від ШП із метою вибору одного з них для реалізації в РЛС виявлення БПЛА:

- квазіньютонівські алгоритми адаптації на основі оцінок максимальної правдоподібності (МП оцінок) кореляційних матриць (КМ) перешкод;
- квазіньютонівські алгоритми адаптації на основі діагонально регуляризованих різновидів МП оцінок КМ;
- багатоступінчасті адаптивні решітчасті фільтри (АРФ) на основі факторизованих подань матриць, обернених до КМ перешкод (п. 1.4).

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

2.2.1.1 В 1974 р. у статті [35] I.S. Reed, I.D. Mallet і L.E. Brennan запропонували новий для того часу метод адаптації, заснований на використанні оцінки $\hat{\Phi}$ невідомої кореляційної матриці (КМ) Φ вибіркової матриці виду

$$\hat{\Phi} = \left\{ \hat{\Phi}_{ij} \right\}_{i,j=1}^M = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = K^{-1} \cdot \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \left\{ a_{i,j} \right\}_{i,j=1}^M = \mathbf{A}_k = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad (2.4)$$

яка для вхідних комплексних нормальних векторів перешкоди, що задовольняють умовам

$$\mathbf{y}_i = \left\{ y_l^{(i)} \right\}_{l=1}^M \sim CN(0, \Phi),$$

$$\overline{\mathbf{y}_i} = 0, \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \Phi, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \quad i, j \in 1, K, \end{cases} \quad (2.5)$$

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

Сформована з векторів із властивостями (2.5), вона має комплексний розподіл Уїшарта із щільністю

$$p(\mathbf{A}) = p(\mathbf{A}; \delta, \Phi) = c(\Phi) \cdot |\mathbf{A}|^\delta \cdot \exp \{-tr \Psi \cdot \mathbf{A}\}, \quad \delta = K - M \geq 0, \quad (2.6a)$$

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

$$c(\Phi) = \left(\pi^{M(M-1)/2} \cdot |\Phi|^K \cdot \prod_{i=1}^M \Gamma(K+1-i) \right)^{-1} \quad (2.6b)$$

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

Формулою (2.6) "ощадливо" записана сумісна щільність розподілу

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

M^2 випадкових дійсних величин – M дійсних діагональних і $M \times (M-1)$ реальних і мнимих частин наддіагональних елементів ермітової матриці \mathbf{A} (2.4), повністю її визначальних. Параметрами щільності (2.6a) є "ефективний об'єм вибірки" $\delta \geq 0$ та істинна КМ Φ векторів \mathbf{y}_i (2.6a).

2.2.1.2 Адаптація на основі МП оцінки КМ (2.4) принципово відрізняється від адаптації на основі градієнтних процедур. Так, якщо для автокомпенсатора (АК) з градієнтними алгоритмами настроювання його швидкодія сильно залежить від параметрів (кількості й розташування) зовнішніх джерел ШП (розкиду власних чисел КМ ШП) [1, 36], то швидкодія квазіньютонівського АК на основі МП оцінки КМ (2.4) не залежить від степеня складності завадової обстановки.

Так, для сигналу \mathbf{x} найбільш широко використовується уведений в [35] "енергетичний" критерій швидкодії

$$\chi = \hat{\mu} / \mu \leq 1, \quad (2.7)$$

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

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

Як показано в [35], при використанні оцінки (2.4) із щільністю (2.6) випадкова величина χ (2.7) має β -розподіл [37]:

$$p_\chi(z) = p_\chi(z, K) = \frac{(v + w - 1)!}{(v - 1)!(w - 1)!} z^{v-1} (1 - z)^{w-1}, \quad v = v_0 = \delta + 2, \quad w = w_0 = M - 1, \quad (2.8)$$

с параметрами v_0 й w_0 , що залежать тільки від відомих "розмірності завдання" M і ефективного об'єму вибірки $\delta \geq 0$, але не залежать ні від параметрів (кількості, інтенсивності й кутових координат) джерел ШП, ні від структури антенної системи. При заданій кількості M каналів обробки середній рівень втрат $\bar{\chi}$ відносно максимуму визначається тільки об'ємом $K \geq M$ навчальної вибірки [35]:

$$\bar{\chi} = \bar{\mu} / \mu = v / (v + w) = (\delta + 2) / (K + 1) = (K - M + 2) / (K + 1) < 1 \quad (2.9)$$

і не перевершує 3 дБ ($\bar{\chi} \geq 0,5$) уже при об'ємі вибірки $K \geq 2 \cdot M - 3$ ($K \approx 2M$). Тому «енергетична» швидкодія адаптивної обробки на основі МП оцінки (2.4) КМ може бути істотно вище, ніж при використанні «градієнтного» АК.

Об'єм вибірки K , при якому не перевершують припустимого рівня (звичайно – 3 дБ) втрати ВСПШ (2.7), далі для стислості будемо називати *швидкодією* відповідного алгоритму адаптації.

2.2.1.3 На рис. 2.11 показані залежності середнього значення $\overline{\chi(K)}$ втрат ВСПШ (2.7) (у дБ) від об'єму навчаючої вибірки K в цифровому квазіньютонівському АК з алгоритмом адаптації на основі МП оцінки КМ загального виду (2.4) при дії $n = 1$ (а), $n = 3$ (б), $n = 5$ (в) і $n = 7$ (г) постановників ШП із ВПШ $h_0 = 30$ дБ в основному (сумарному) каналі АК при 7-ми ідентичних компенсаційних каналах (рис. 2.5).

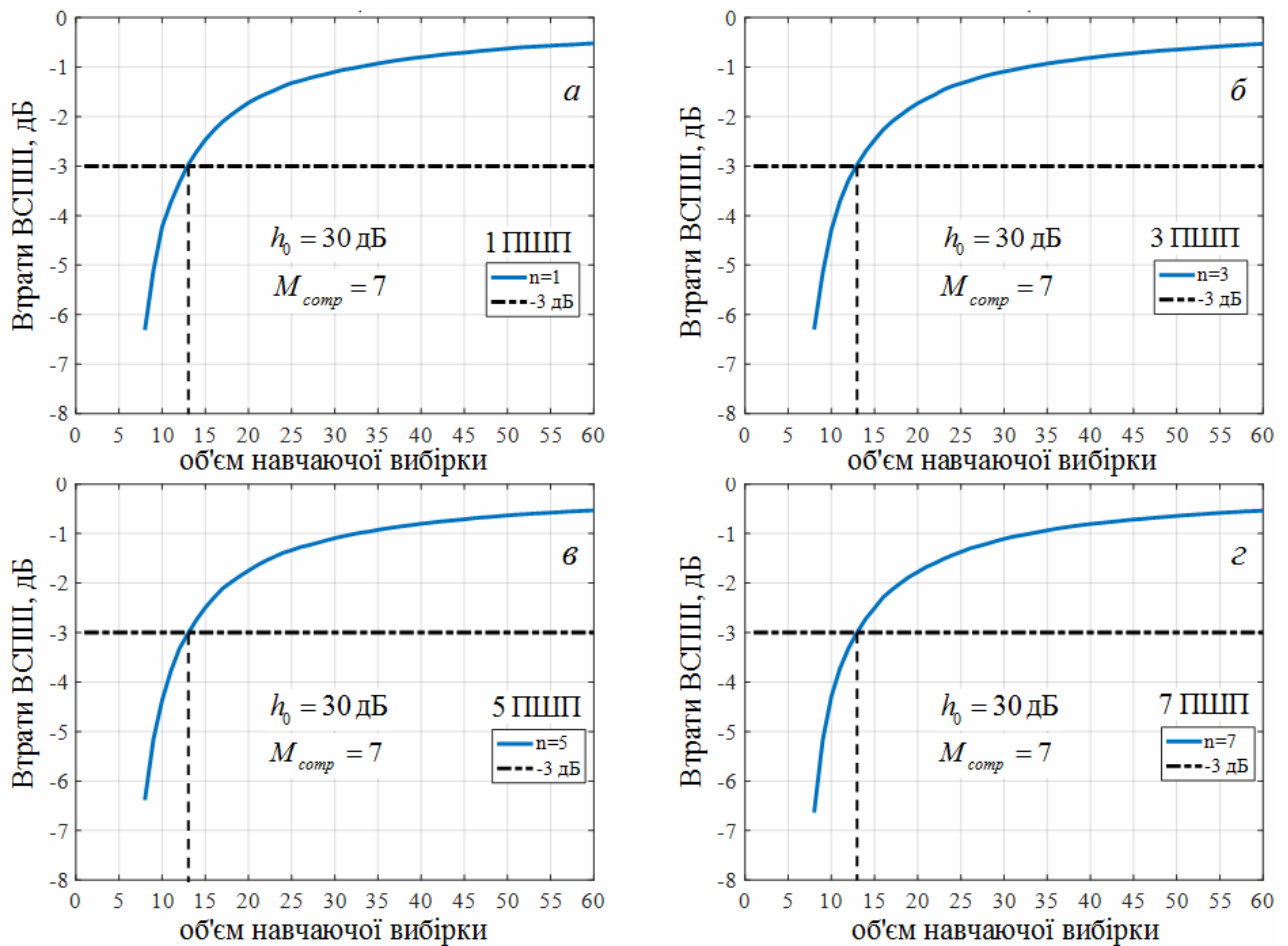


Рисунок 2.11 – Залежності середніх втрат в ВСПШ $\overline{\chi(K)}$ (у дБ) від об'єму навчаючої вибірки K для АК із квазіньютонівським алгоритмом адаптації на основі матриці, оберненої до МП оцінки КМ загального виду

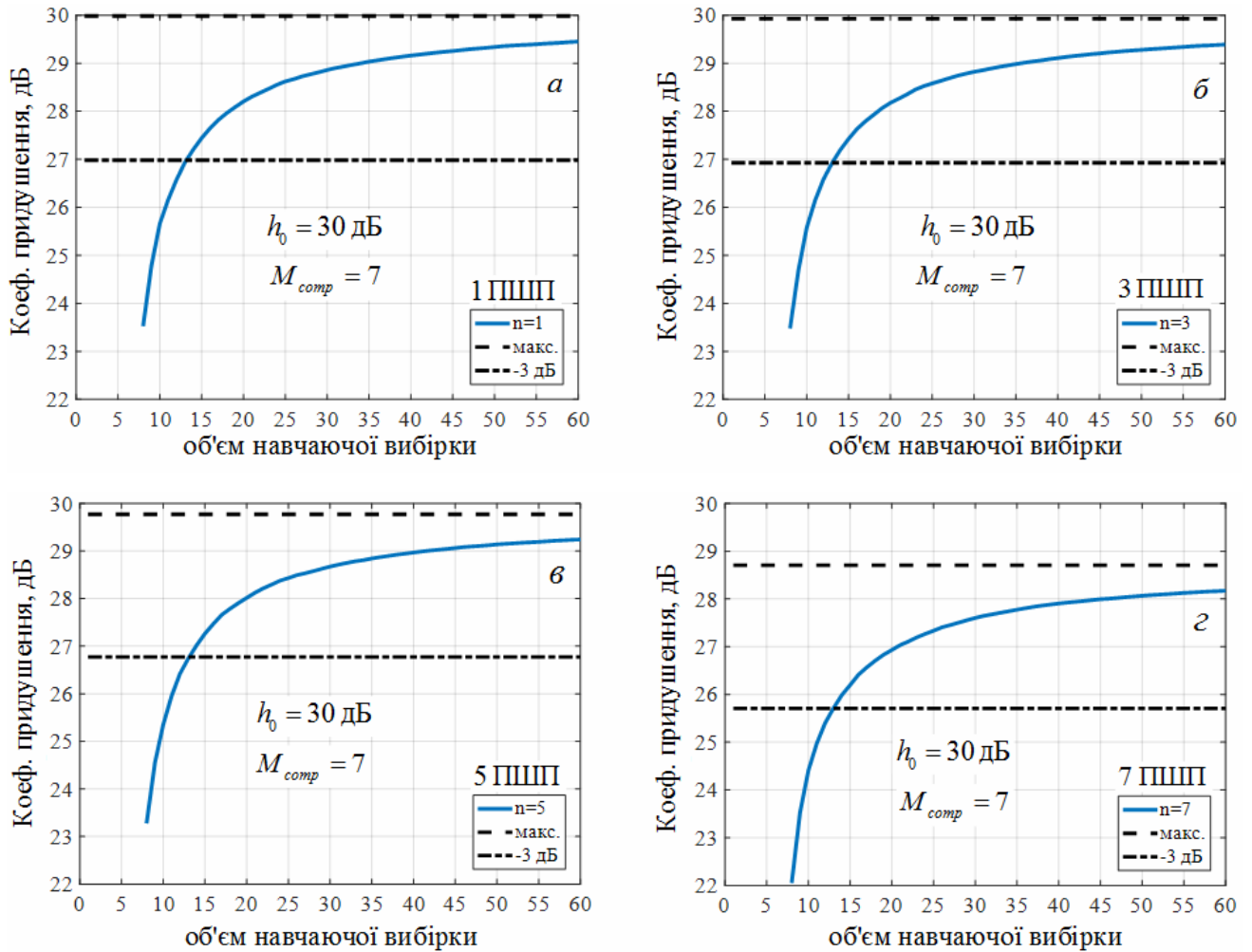


Рисунок 2.12 – Залежності коефіцієнта придушення \hat{k}_p (у дБ) від об'єму навчальної вибірки K для АК із квазіньютонівським алгоритмом адаптації на основі матриці, оберненої до МП оцінки КМ загального виду

Для цих же умов на рис. 2.12 показані залежності від об'єму навчальної вибірки K коефіцієнта придушення перешкоди \hat{k}_p (у дБ)

$$\hat{k}_p = \frac{\Phi_{11}}{\mathbf{r}^*(i) \cdot \Phi \cdot \mathbf{r}}, \quad (4)$$

де $\Phi_{11} = \sigma^2$ – діагональний елемент КМ перешкоди, що дорівнює дисперсії (потужності) σ^2 перешкоди на вході АК; \mathbf{r} – $M = 8$ – вимірний ваговий вектор ($M = 1 + M_{comp}$).

Аналіз рис. 2.11 і 2.12 показує, що швидкодія розглянутого алгоритму адаптації (об'єм вибірки, що забезпечує середні втрати ВСПШ або коефіцієнта придушення,

що не перевищують 3 дБ) залишається незмінним, близьким до подвоєної кількості адаптивно керованих каналів $K \approx 2M_{comp}$ у всіх ситуаціях постановників ШП, що відрізняються кількістю. Тим самим усувається основний недолік кореляційного АК із градієнтним алгоритмом адаптації.

2.2.1.4 Основний недолік МП оцінки (2.4) полягає в неможливості адаптуватися на її основі до набору навчаючих вибірок об'єму $K \geq M$, а для того, щоб втрати ВСПШ (2.7) не перевищили 3 дБ, потрібні вибірки приблизно вдвічі більшого об'єму ($K \geq 2M_{comp}$). У широкому класі багатоканальних ($M \gg 1$) систем, що працюють у динамічно мінливій завадовій обстановці, вибірки із властивостями (2.5) такого об'єму можуть бути практично недоступними, так що ефективну адаптацію на основі цих оцінок можна забезпечити тільки у відносно малоканальних системах обробки й, як наслідок, тільки при малій кількості джерел ШП.

Причина цього недоліку в тому, що ранг оціночної $M \times M$ матриці (2.4) $r_1 = \min\{K, M\}$, так що при об'ємі вибірки $K < M$ ця матриця вироджена, обернені до неї матриці й функції, що вимагаються від них, не визначені.

Цей недолік істотно ослаблений або відсутній у розглянутому нижче квазіньютонівському алгоритмі адаптації на основі регуляризованої МП оцінки КМ шумових перешкод. Процедура адаптації на їх основі може починатися вже при $K \geq 1$, а припустимі втрати у ВСПШ (2.7) досягаються при менших об'ємах навчаючої вибірки, чим потрібні при використанні МП оцінок (2.4).

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

2.2.2.1 До теперішнього часу запропоновані різні методи регуляризації – довизначення до додатно визначених МП оціночних КМ, вироджених при згаданому дефіциті навчаючих вибірок. Найбільш відомий і вивчений [1, 39–42] запропонований Ю.І. Абрамовичем метод діагонального "навантаження" (diagonal

loading), при якому матриця $\mathbf{A} = \mathbf{A}_k$ в оцінці $\hat{\Phi}$ (2.4) замінена невідродженою матрицею

$$\mathbf{A}_{rk} = \beta_0 \cdot \mathbf{I} + \mathbf{A}_k, \quad \mathbf{A}_k = \sum_{i=1}^k \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad k \in 1, K, \quad \beta_0 > 0, \quad (2.10)$$

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

Додаткова скалярна матриця – регуляризатор $\beta_0 \mathbf{I}$ надає оціночній КМ (2.4) структуру істинних КМ. Вони уведені як можливий варіант урахування достовірної апріорної інформації про взаємно некорельовані внутрішні шуми каналів приймання відповідно до принципу "очікуваної правдоподібності" (expected-likelihood (EL)) – конструктивною альтернативою принципу "максимальної правдоподібності" (maximum-likelihood (ML)) в умовах вибірок малого об'єму [43, 44]. Суть принципу EL оцінювання полягає в тім, що як оцінка апріорі невідомої істинної КМ береться не матриця, що максимізує відношення правдоподібності (ВП), а матриця, що наближає його значення до тих, які можна чекати від ВП, породжуваного істинною КМ.

Матриця (2.10) має повний ранг незалежно від об'єму навчаючої вибірки, тому різні функції оберненої матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$ (наприклад, ваговий вектор $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$), що реалізують процедуру адаптації, можуть формуватися вже з першої навчаючої вибірки. При відповідному виборі параметра регуляризації β_0 оцінка (2.10) може істотно підвищити швидкодію адаптивної обробки. Як показано в [39–42], на її основі вхід у зону "3 дБ втрат" забезпечується при вибірці об'єму $K = 2 \cdot n$, удвічі більшого числа n зовнішніх джерел ШП, що в реальних умовах $n \ll M$ істотно менше, ніж при адаптації на основі (2.4).

На рис. 2.13 показані залежності середнього значення $\overline{\chi(K)}$ втрат ВСПШ (2.7) (у дБ) від об'єму навчаючої вибірки K в цифровому АК із квазіньютонівським алгоритмом адаптації на основі діагонально регуляризованої МП оцінки КМ загального виду при дії $n = 1$ (а) і $n = 7$ (б) постановників ШП із ВПШ $h_0 = 30$ дБ в основному (сумарному) каналі АК при 7-ми ідентичних компенсаційних каналах.

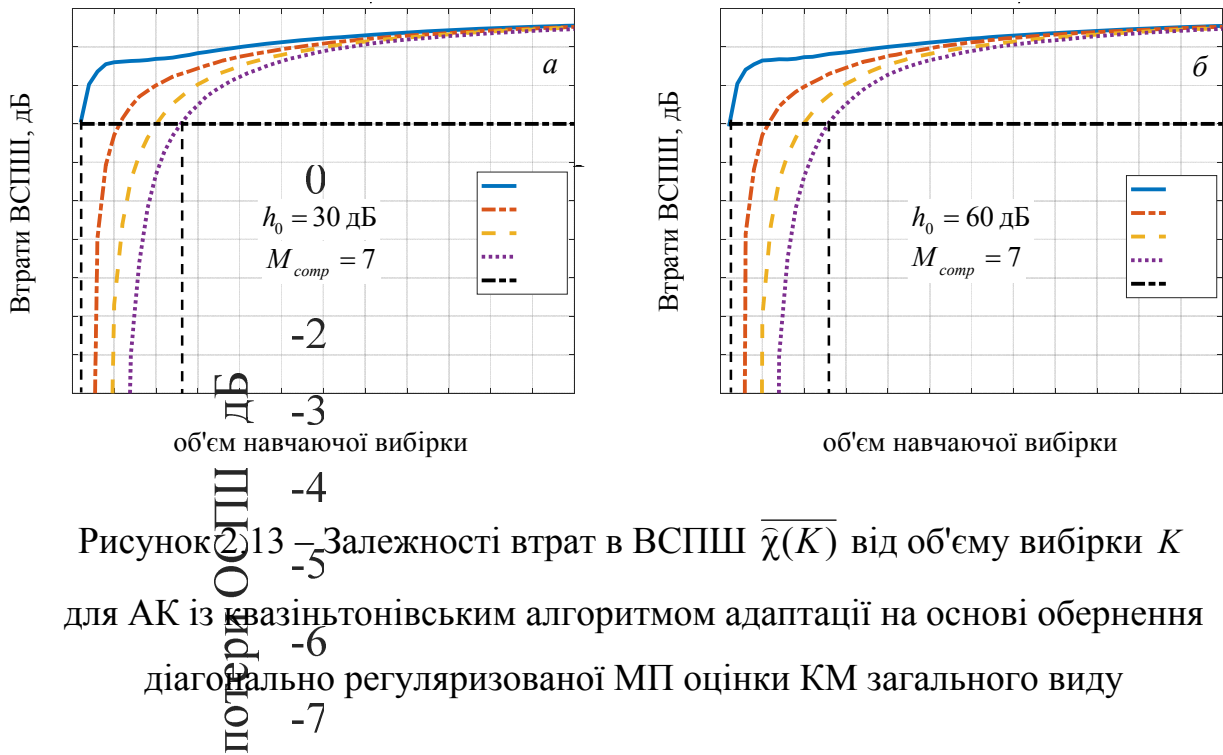


Рисунок 2.13 – Залежності втрат в ВСПШ $\bar{\chi}(K)$ від об'єму вибірки K для АК із квазіньтонівським алгоритмом адаптації на основі обернення діагонально регуляризованої МП оцінки КМ загального виду

$n=1$
$n=3$
$n=5$
$n=7$
-3 дБ

Видно, що при $n=1$ постановнику ШП для входу в зону "3 дБ втрат" регуляризованому квазіньтонівському АК потрібно $K \approx 2 \cdot n = 2$ навчальні вибірки (рис. 2.13, а), тоді як "нерегуляризованому" їх потрібно $K \approx 2 \cdot M_{comp} = 14$ (рис. 2.11, а). Однак при $n = M_{comp} = 7$ (рис. 2.13, б) вони стають однаковими ($K = 2 \cdot M_{comp} = 2 \cdot n = 14$), тобто швидкодія однакова.

2.2.2.2 Теоретичні достоїнства розглянутих квазіньтонівських алгоритмів адаптації з явним формуванням матриць, обернених до використовуваних оцінок КМ перешкод, можуть не реалізуватися на практиці через їх сильну чутливість до точності обчислень. У реальних умовах кінцевої довжини розрядної сітки сигнальних процесорів або програмувальних логічних інтегральних схем (ПЛІС) їх ефективність може бути помітно нижче, чим показана кривими рис. 2.11 – 2.13, отриманими в експерименті при обчисленнях із практично необмеженою (подвійною) довжиною розрядної сітки в сучасному пакеті прикладних програм «Matlab».

Обумовлене цим зниження ефективності адаптивної обробки може не тільки не компенсуватися, але навіть збільшуватися при збільшенні об'єму навчальної вибірки.

Цей недолік суттєво послабляється при використанні адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ), де замість явно сформованих оціночних КМ і матриць, обернених

до їх, використовуються їх так звані мультиплікативні (факторизовані) подання – у вигляді добутку слабкозаповнених матриць різної структури. АРФ мають, крім того, цілий ряд важливих додаткових достоїнств (див. п. 1.4).

2.2.3 Використання АРФ для адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад

2.2.3.1 АРФ (рис. 2.14) складається безпосередньо із решітчастого фільтра (РФ) (п. 1.4) і блоку оцінки його параметрів (БОП РФ).

Він настраюється (адаптується) по навчаючій вибірці, яка послідовно перетворюється в ступенях РФ по відповідному алгоритму. Результати

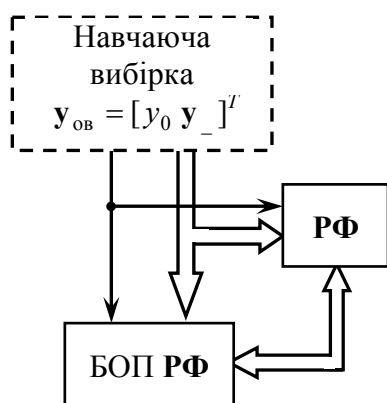


Рисунок 2.14 – Адаптивний решітчастий фільтр

перетворення в попередньому ступеню використовуються для оцінки параметрів елементарних решітчастих фільтрів (ЕРФ) наступної, що відображено на рис. 2.14 двосторонньою подвійною стрілкою. У процесі настроювання формуються такі оцінки параметрів утворюючих його ЕРФ, при яких (не формовані явно) оцінки $\hat{\mathbf{H}}$ й $\hat{\mathbf{N}}^*$ трикутних МІХ АРФ є співмножниками матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1} = \hat{\mathbf{H}}^* \cdot \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{N}} \cdot \hat{\mathbf{N}}^*$, виконуючої функції оберненої до використовуваної

оцінки КМ (також не формованої явно), наприклад, до МП оцінки $\hat{\Phi}$ (2.4) КМ ШП або її діагонально – регуляризованому варіанту (2.10). У настроєному в такий спосіб адаптивному РФ (АРФ) можна формувати різні функції неформованої явно матриці $\hat{\Psi}$, що розв'язують різні задачі адаптивної обробки. Такими функціями можуть бути, зокрема, оціночний ваговий вектор $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}$ і вагова сума $u_z = \mathbf{u}^* \cdot \hat{\mathbf{r}}$ в цілому.

Експерименти на розробленій моделі повністю підтвердили еквівалентність АРФ із параметрами на основі МП оцінок КМ загального виду або їх діагонально регуляризованих різновидів і відповідних квазіньютонівських алгоритмів адаптації при високій розрядності обчислень, зокрема, при практично

необмеженій (подвійній) розрядній сітці в пакеті прикладних програм «Matlab». У цьому випадку АРФ із відповідними алгоритмами настроювання в точності відтворюють, зокрема, наведені для квазіньютонівських алгоритмів адаптації залежності $\overline{\chi(K)}$ на рис. 2.11 – 2.13.

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

Цей ефект наочно ілюструється результатами моделювання, наведеними на рис. 2.16 для $M_{comp} = 7$ компенсаційних каналів (для АРФ рис. 2.15) і $n = 7$ джерел перешкод у зоні бічних пелюстків ДС із відносною інтенсивністю в основному каналі приймання $h_0 = 20$ дБ (а), $h_0 = 30$ дБ (б), $h_0 = 40$ дБ (в) і $h_0 = 50$ дБ (г) при обчисленнях з обмеженою (одинарною) розрядною сіткою в пакеті програм «Matlab». Порівнюються АРФ з квазіньютонівським АК на основі оберненої явно сформованої МП оцінки (2.4).

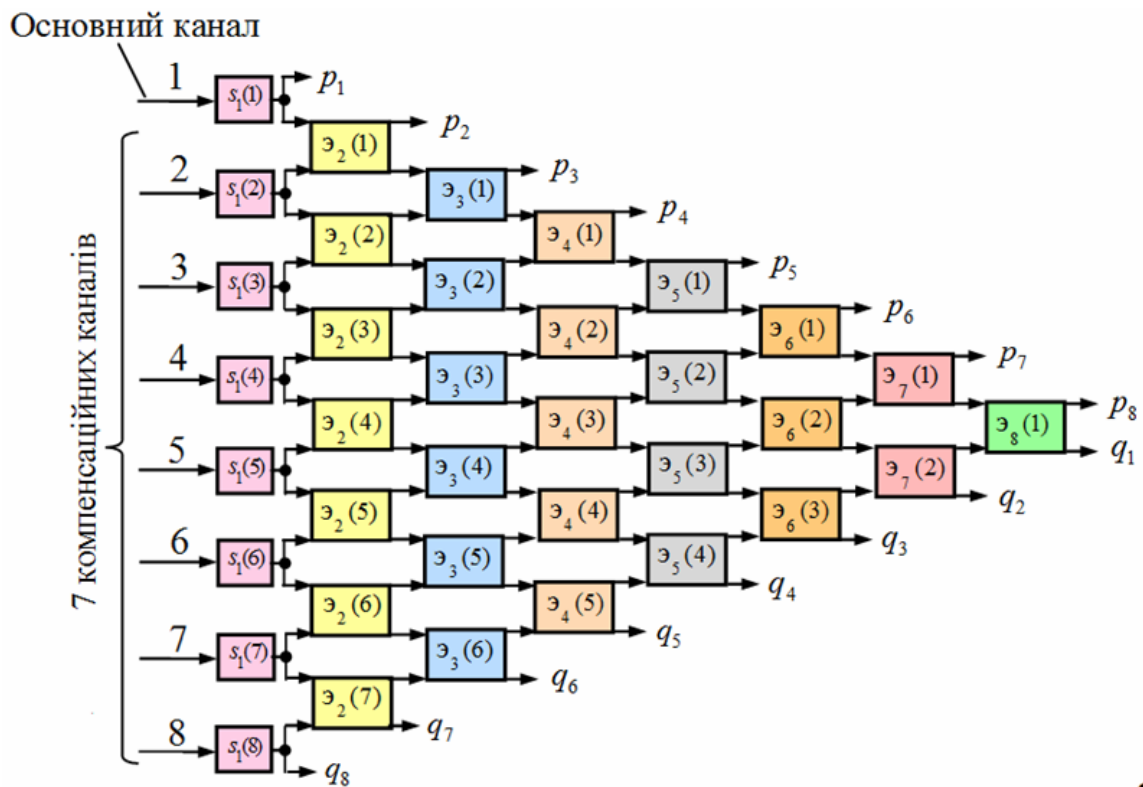


Рисунок 2.15 – 8-канальний 8-ступеневий паралельний РФ

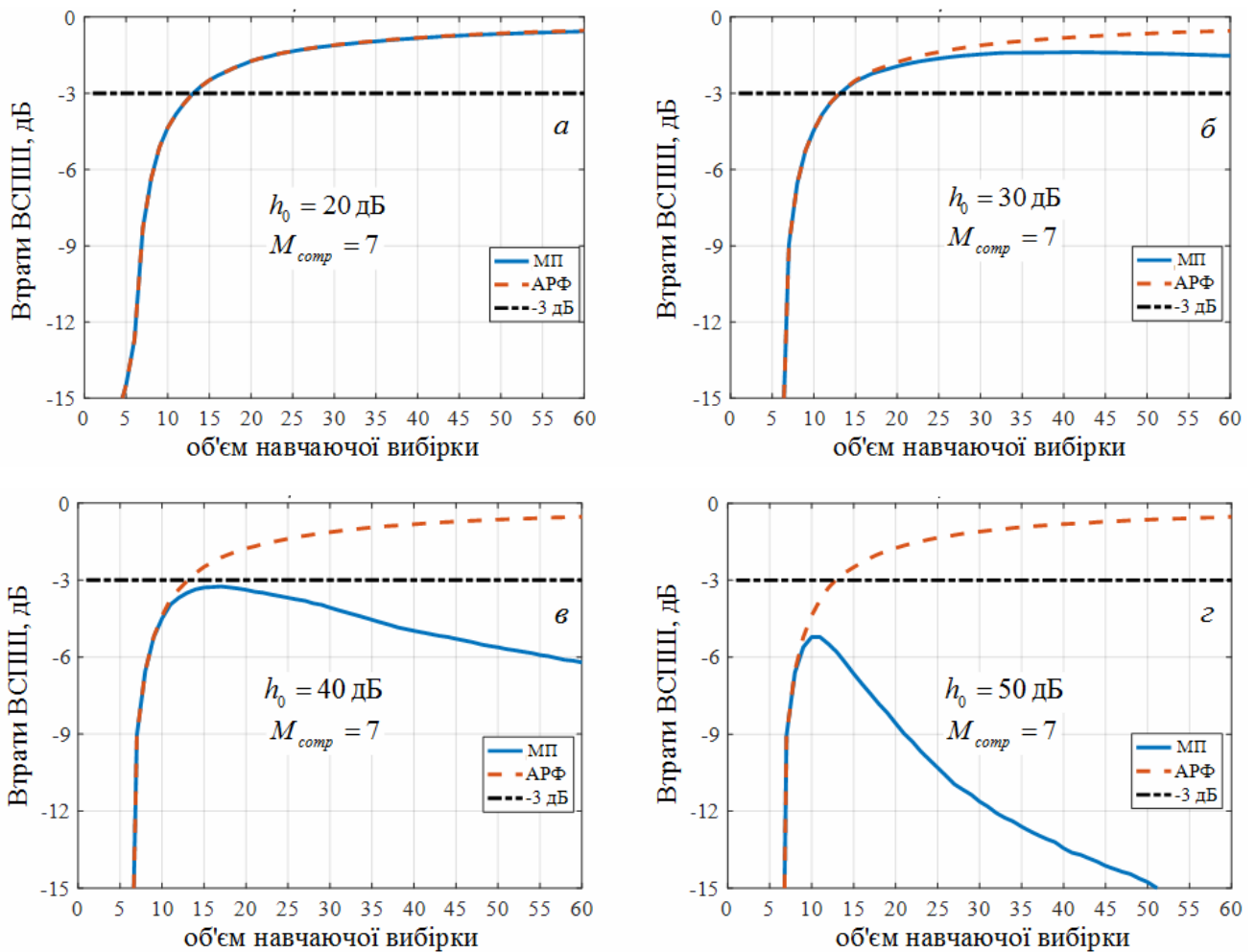


Рисунок 2.16 – Залежності втрат у ВСПШ $\overline{\chi}(K)$ від об'єму навчальної вибірки АК з адаптацією на основі обернення діагонально регуляризованої МП оцінки КМ загального виду (суцільні криві) і АРФ (штрихові криві)

Видно, що в цих умовах в алгоритмах з явно формованими оцінками КМ або матриць, обернених до них, показана суцільними кривими ефективність обробки з ростом об'єму навчальної вибірки може не тільки не збільшуватися, але навіть знижуватися, і тим сильніше, чим вище інтенсивність перешкод. В АРФ (штрихові криві) цей ефект відсутній, у зв'язку із чим він виявляється істотно ефективніше теоретично еквівалентних методів, у яких оцінки використовуваних матриць формуються явно. Зокрема, у наведеному ілюстративному прикладі при об'ємі навчальної вибірки $K = 60$ виграш АРФ становить приблизно 9 дБ в умовах рис. 2.16, в й більше 18 дБ в умовах рис. 2.16, г.

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

На його основі може бути побудована й система пеленгації зовнішніх джерел шумових випромінювань, найбільше просто й ефективно реалізує сучасні відомі й нові "надрозділяючі" методи просторового спектрального аналізу (п. 2.3), а також система МПО сигналів на фоні пасивних перешкод для задачі СРЦ (розділ 1).

2.3 Пеленгація БПЛА як джерел шумових завад на основі АРФ

2.3.1 В існуючих радіолокаторах постановники шумових перешкод (рис. 2.17) звичайно пеленгуються на основі алгоритмів узгодженої обробки, які забезпечують релеївську міру розділення за кутовими координатами, обумовлену шириною у відповідному напрямку діаграми спрямованості (ДС) антени за рівнем половинної потужності незалежно від інтенсивності прийнятих випромінювань.

Під роздільною здатністю за кутовою координатою в нестатистичному сенсі розуміється мінімальна кутова відстань Δ_s між двома джерелами шумових сигналів, що мають однакові, крім кутового, параметри, при якому вони спостерігаються роздільно. Під цим, як звичайно, розуміється наявність "провалу" між максимумами спектральної функції $S(\beta)$ (рис. 2.18), що перевищує встановлений рівень, наприклад, в 3 дБ.

Спектральною функцією (СФ) $S(\alpha)$ називають залежність потужності $\sigma^2(\alpha) = S(\alpha)$ зовнішніх випромінювань від кутових напрямків $\alpha = (\beta, \varepsilon)$ на виході пристрою обробки. Її звичайно ототожнюють із просторовим спектром зовнішніх випромінювань.

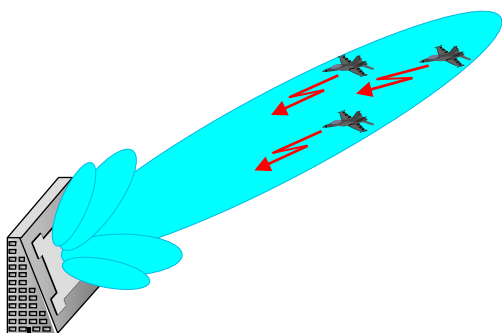


Рисунок 2.17 – Постановники ШП

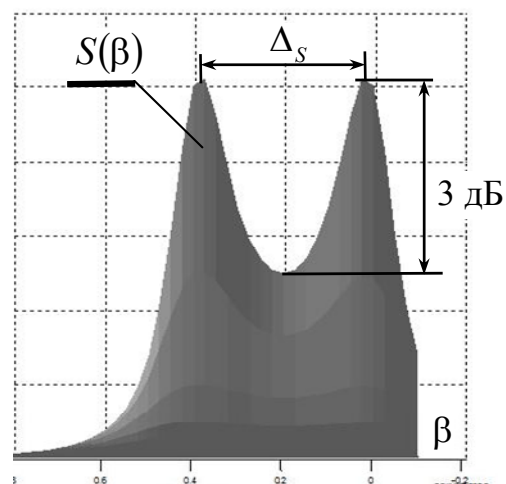


Рисунок 2.18 – Роздільне спостереження

При розділенні n джерел кожний з них розглядається як корисний, якщо він перебуває на обраному для локації напрямку, і як такий, що заважає, якщо його координати із цим напрямком не збігаються (рис. 2.19). При послідовному пошуку (скануванні) кожний із джерел шумових випромінювань послідовно в часі є ціллю, а інші – постановниками ШП (ПШП).

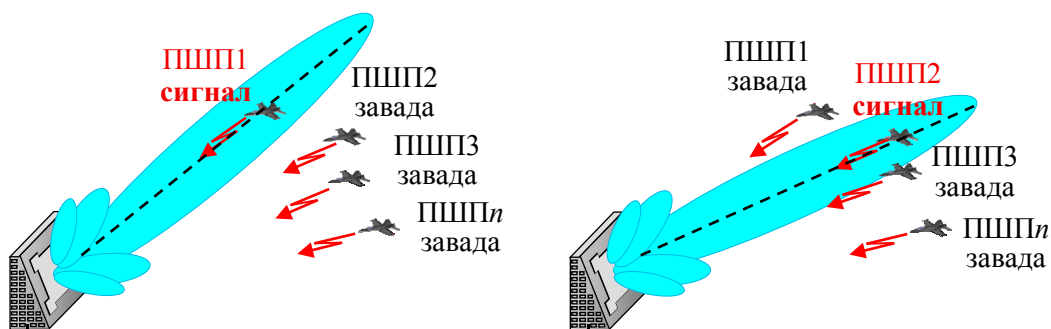


Рисунок 2.19 – Ціль пасивної локації і завада

При узгодженій обробці в існуючих радіолокаторах достатньо низька міра розділення постановників ШП обумовлена тим, що відсутнє придушення корельованих шумових випромінювань, що заважають (перешкод). Це, у свою чергу, приводить до низької точності пеленгації цих постановників.

Сучасні “надрозділяючі” алгоритми просторового спектрального аналізу, дозволяють суттєво поліпшити розділення постановників ШП за кутовими

координатами і точність їх пеленгації, і тем більшою мірою, чим вище інтенсивність випромінювань. Це обумовлено тим, що шумові випромінювання від джерел, що заважають, діють із напрямків, які не збігаються з обраним напрямком локації (рис. 2.19), компенсуються.

Пеленгатор постановників шумових перешкод складається зі спектрального аналізатора (СА) (аналізатора просторового спектра) і пристрою визначення максимумів і аргументів цих максимумів спектральної функції $S(\alpha)$ (рис. 2.20).

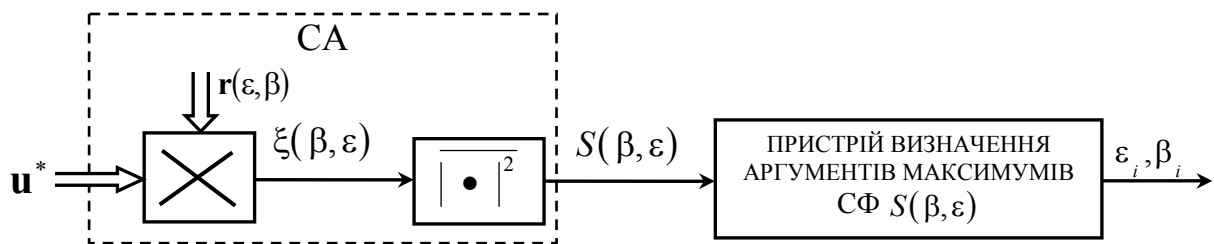


Рисунок 2.20 – Пеленгатор постановників ШП

Процедура пеленгації полягає в послідовному або паралельному скануванні за кутовим параметром $\alpha = (\beta, \epsilon)$ в заданому діапазоні ($\alpha_{\min}, \alpha_{\max}$), пошуку максимумів спектральної функції $S(\alpha)$ в цьому діапазоні й визначенні аргументів цих максимумів $\alpha_i = \arg \max S(\alpha)$, за якими визначають кутові координати ПШП.

До теперішнього часу запропоноване багато “надрозділяючих” алгоритмів спектрального аналізу, які можуть забезпечити перевищення релеївської границі розділення.

Найбільш відомі й вивчені наступні алгоритми СА:

а) мінімальної дисперсії Кейпона (МДК) [45–50 і ін.]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{AK}(\alpha) = \left\{ \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right\}^{-1}; \quad (2.11a)$$

б) “максимальної ентропії” Берга (МЕБ) [49–52 і ін.]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{ME}(\alpha) = \frac{\hat{\omega}_{mm}}{\left| \mathbf{e}_m^* \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right|^2}, \quad m = 1, \text{ или } m = M; \quad (2.11б)$$

в) теплового шуму (ТШ)” [47, 50, 53, 54 і ін.]

$$\hat{S}(\alpha) = \hat{S}_{TШ}(\alpha) = \left\{ \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \hat{\Psi}^2 \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right\}^{-1}; \quad (2.11в)$$

г) Борджотті – Лагунаса (БЛ) [50, 53, 54 і ін.]

$$\hat{S}(\mathbf{a}) = \hat{S}_{BL}(\mathbf{a}) = \frac{\hat{S}_{TII}(\mathbf{a})}{\hat{S}_{AK}(\mathbf{a})} = \frac{\mathbf{x}^*(\mathbf{a}) \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\mathbf{a})}{\mathbf{x}^*(\mathbf{a}) \cdot \hat{\Psi}^2 \cdot \mathbf{x}(\mathbf{a})}; \quad (2.11\Gamma)$$

д) модифікований алгоритм Кейпона (МАК) [47, 50, 55, 56]

$$\hat{S}(\mathbf{a}) = \hat{S}_{MAK}(\mathbf{a}) = \frac{\hat{S}_{MЭ}(\mathbf{a})}{\hat{S}_{AK}(\mathbf{a})} = \frac{\hat{\omega}_{mm} \cdot \mathbf{x}^*(\mathbf{a}) \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\mathbf{a})}{|\mathbf{e}_m^* \cdot \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\mathbf{a})|^2}; \quad (2.11\Delta)$$

ж) “класифікації множини сигналів” (MUSIC) [57–59]

$$\hat{S}(\mathbf{a}) = \hat{S}_{MU}(\mathbf{a}) = \left\{ \mathbf{x}^*(\mathbf{a}) \cdot \hat{\mathbf{U}}_{III} \cdot \hat{\mathbf{U}}_{III}^* \cdot \mathbf{x}(\mathbf{a}) \right\}^{-1}. \quad (2.12)$$

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

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

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

2.3.2 До теперішнього часу запропонована велика кількість модифікацій “власне структурних (BC)” алгоритмів типу MUSIC (2.12) (ROOT-MUSIC, повороту підпростору (ESPRIT), мінімальної норми (MIN-NORM, MODE і ін.). Вони засновані на інформації, що міститься в системі власних векторів КМ Φ вхідних сигналів. У ній матриця адитивного шуму має форму $\sigma^2 \mathbf{I}_M$, де σ^2 – дисперсія шуму, однакова у всіх каналах приймання, а число n джерел випромінювань менше кількості M каналів приймання.

Задача правильного розділення власних значень і векторів на “сигнальні” і “шумові” при відсутності апріорної інформації про кількість джерел випромінювання досить складна. Тому в більшості випадків застосування “власне структурних” алгоритмів обмежується вимірюванням параметрів сигналів після розв'язку задачі розділення – виявлення.

При використанні алгоритмів (2.11), не пов'язаних із поділом “сигнального” і “шумового” просторів, сканування поля джерел випромінювання виконується так,

щоб оцінка $\hat{S}(\alpha)$ формувалася як неперервна функція кутової координати α без попереднього визначення кількості джерел випромінювання.

Тому алгоритми (2.11), синтезовані при менших обмеженнях на підлягаючі аналізу сигнали (зокрема, на співвідношення дисперсій власних шумів каналів приймання), більш привабливі для практичного використання.

2.3.3 СФ "надрозділяючих" алгоритмів СА є функціями матриці $\Psi = \Phi^{-1}$, оберненої до КМ вхідних дій. Тому вони можуть формуватися на основі єдиного фільтра з матричною імпульсною характеристикою (МІХ), пропорційній тієї або іншій оцінці ($\hat{\Psi}$) цієї матриці. У його ролі доцільно використовувати адаптивні решітчасті фільтри, які можуть мати необхідну матричну імпульсну характеристику й мають цілий ряд важливих практичних переваг.

Настроєні АРФ мають $(2 \cdot M) \times M$ МІХ виду (п. 1.4)

$$\hat{\mathbf{W}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}} \\ \hat{\mathbf{N}}^* \end{bmatrix}, \quad (2.13a)$$

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

$$\hat{\Psi} = \hat{\mathbf{H}}^* \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{N}} \hat{\mathbf{N}}^* = \hat{\Phi}^{-1}. \quad (2.13b)$$

СФ $\hat{S}(\alpha)$ (2.11) у заданих точках аналізу α з обраного сектору сканування утворюються відповідними комбінаціями квадратів модулів елементів вихідних векторів АРФ

$$\hat{\mathbf{p}} = \{\hat{p}_m\}_{m=1}^M = \hat{\mathbf{H}} \mathbf{x}, \quad (2.14a)$$

$$\hat{\mathbf{q}} = \{\hat{q}_m\}_{m=1}^M = \hat{\mathbf{N}}^* \mathbf{x}, \quad (2.14b)$$

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

Поряд з (2.11) на основі АРФ (рис. 2.21) можна сформувати цілий ряд інших СФ із практично корисними властивостями, зокрема, СФ

$$\hat{C}_3(M, \alpha) = \frac{\hat{\mathbf{p}}_\chi^* \hat{\mathbf{p}}_\chi}{\hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{пр}}}, \quad \hat{C}_3(1, \alpha) = \frac{\hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{пр}}}{\hat{\mathbf{q}}_\chi^* \hat{\mathbf{q}}_\chi}, \quad (2.15a)$$

$$\tilde{C}_K(\alpha) = \frac{\hat{\mathbf{p}}_\chi^* \hat{\mathbf{p}}_\chi + \hat{\mathbf{q}}_\chi^* \hat{\mathbf{q}}_\chi}{\hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}} + \hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}}}, \quad (2.15б)$$

$$\hat{S}_1(\alpha) = S_{AK}(\alpha) = (\hat{\mathbf{p}}_\chi^* \hat{\mathbf{p}}_\chi + \hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}})^{-1}, \quad \hat{S}_1(\alpha) = S_{AK}(\alpha) = (\hat{\mathbf{q}}_\chi^* \hat{\mathbf{q}}_\chi + \hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}}), \quad (2.15в)$$

$$\tilde{S}_3(M, \alpha) = \frac{\hat{\mathbf{p}}_\chi^* \hat{\mathbf{p}}_\chi}{\hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}}}, \quad \tilde{S}_3(\alpha, \chi) = \frac{\hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}}}{\hat{\mathbf{q}}_\chi^* \hat{\mathbf{q}}_\chi}, \quad (2.15г)$$

$$\hat{S}_{PP}(M, \alpha) = (\hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}}^* \hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}})^{-1}, \quad \hat{S}_{PP}(1, \alpha) = (\hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}}^* \hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}})^{-1}, \quad (2.15д)$$

$$\hat{S}_{CP}(\alpha) = \frac{2}{\mathbf{p}_{PP}^* \mathbf{p}_{PP} + \mathbf{q}_{PP}^* \mathbf{q}_{PP}}, \quad (2.15е)$$

$$\hat{S}_K(\alpha) = \hat{S}_{CP}(\alpha) \cdot \mathbf{p}^* \mathbf{p}. \quad (2.15ж)$$

Через $\hat{\mathbf{p}}_\chi = \{\hat{p}_m\}_{m=1}^\chi$ і $\hat{\mathbf{q}}_\chi = \{\hat{q}_m\}_{m=M-\chi+1}^M$ тут позначені χ -вимірні підвектори, утворені першими $\chi \in 1, M-1$ елементами вектора $\hat{\mathbf{p}}$ (2.14а) і останніми χ компонентами вектора $\hat{\mathbf{q}}$ (2.14б), а через $\hat{\mathbf{p}}_{\text{pp}} = \{\hat{p}_m\}_{m=1+\chi}^M$ і $\hat{\mathbf{q}}_{\text{pp}} = \{\hat{q}_m\}_{m=1}^{M-\chi}$ – $(M-\chi)$ -вимірні підвектори з інших елементів цих векторів.

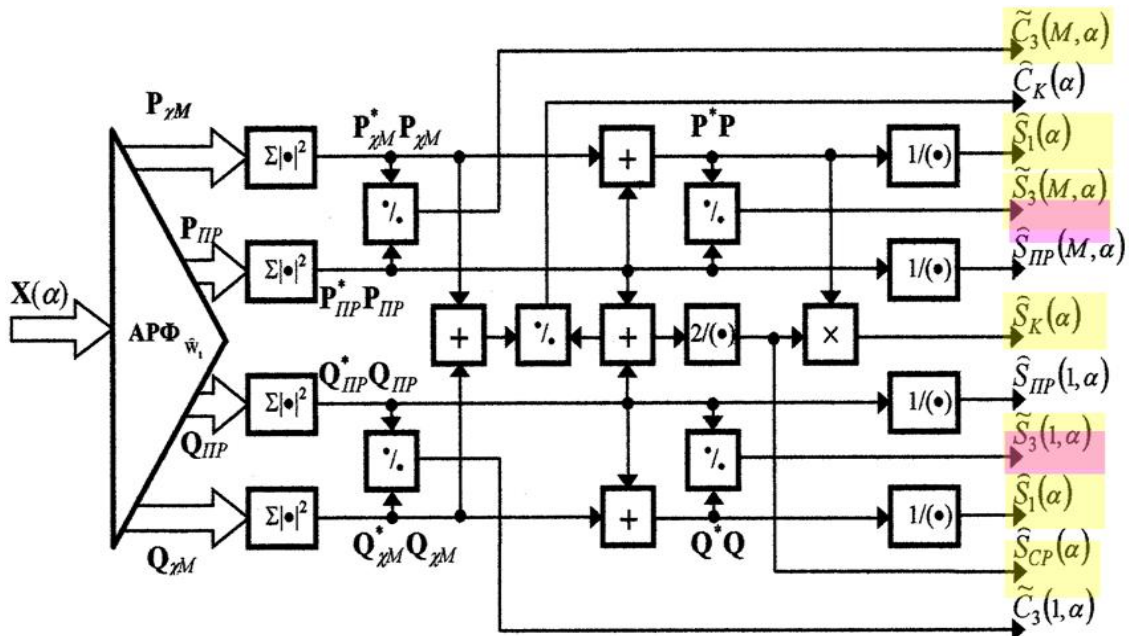


Рисунок 2.21 – Формування СФ на основі АРФ

Усі СФ (2.15) утворюються відповідним комбінуванням квадратів модулів вихідних сигналів єдиного АРФ без зміни його структури й алгоритмів адаптивного настроювання.

2.3.4 Для порівняння міри розділення за кутовими координатами “надрозділяючого” алгоритму з алгоритмом, що реалізовано в існуючих радіолокаторах, на рис. 2.22 показані спектральні функції алгоритмів мінімальної дисперсії Кейпона (2.11а) (рис. 2.22, а) і дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) (рис. 2.22, б)

$$S_{\text{ДПФ}}(\alpha) = \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \Phi \cdot \mathbf{x}(\alpha) \quad (2.17)$$

для ситуації, коли кутова відстань між джерелами трьох рівнопотужних ШП за кутовими координатами (азимутом й кутом місця) менше ширини головного променя ДС ФАР у відповідній площині.

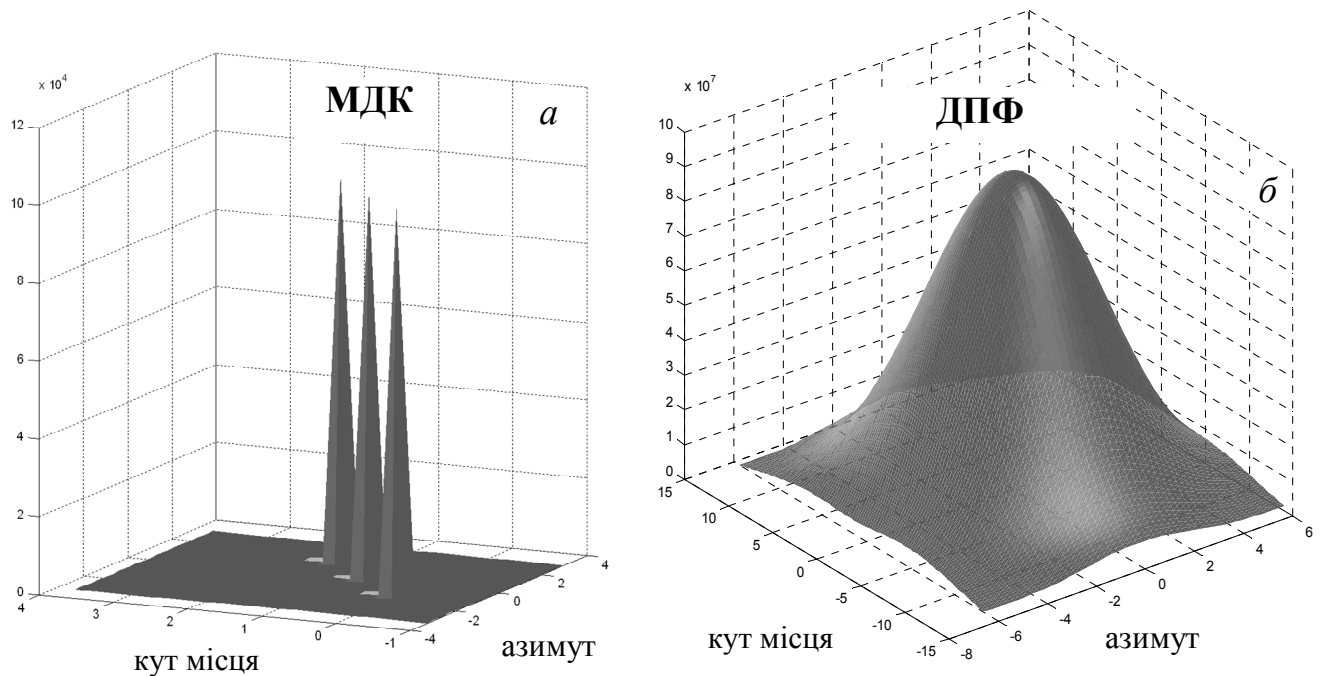


Рисунок 2.22 – Спектральні функції для алгоритмів Кейпона (а) і ДПФ (б)

Видно, що спектральна функція “надрозділяючого” алгоритму пеленгації Кейпона має три явно виражені максимуми (рис. 2.22, а), просторові координати яких (азимут і кут місця) практично збігаються з координатами 3-х постановників шумових випромінювань, розташованих у межах головного променя ФАР (рис. 2.17). У той же час спектральна функція алгоритму ДПФ у межах головного променя унімодална, так що по її формі не можна зробити правильного висновку ні про число, ні про координати постановників ШП.

2.3.5 Перейдемо до порівняльного аналізу методом математичного моделювання ефективності "надрозділяючих" алгоритмів пеленгації (2.11). Оцінимо їх потенційні (граничні) можливості з розділення 2-х рівнопотужних ПШП і вимірювання їх кутових координат (пеленгації) у РЛС виявлення БПЛА з ФАР. На підставі цієї оцінки визначимо алгоритм пеленгації, доцільний для використання в РЛС виявлення БПЛА.

Під потенційною роздільною здатністю за азимутом Δ_β , кутом місця Δ_ε й одночасно за 2-ма кутовими координатами Δ_α ($\alpha = (\varepsilon, \beta)$) тут розуміється мінімальне (у частках $\Delta_0 = 2/N \cdot 180/\pi$) кутова відстань

$$\Delta_\beta = |\beta_1 - \beta_2|, \quad \varepsilon_1 = \varepsilon_2; \quad (2.18a)$$

$$\Delta_\varepsilon = |\varepsilon_1 - \varepsilon_2|, \quad \beta_1 = \beta_2; \quad (2.18б)$$

$$\Delta_\alpha = |\varepsilon_1 - \varepsilon_2| + |\beta_1 - \beta_2|, \quad \varepsilon_1 \neq \varepsilon_2, \beta_1 \neq \beta_2 \quad (2.18в)$$

між двома постановниками ШП, що мають однакові параметри, крім азимута (2.18a), кута місця (2.18б) або кутових параметрів (2.18в), при якому вони спостерігаються роздільно з "провалом" між максимумами спектральної функції $\gamma = 3$ дБ (рис. 2.18) при відомій кореляційній матриці вхідних дій Φ . Будемо вважатися також, що основний і $M_{comp} = 7$ додаткових каналів (рис. 2.3) ідентичні.

У табл. 2.1, 2.2 для обраного першого варіанта розташування додаткових підрешіток ФАР (рис. 2.5) наведені значення потенційної роздільної здатності за азимутом Δ_β , кутом місця Δ_ε й одночасно за 2-ма кутовими координатами Δ_α ($\alpha = (\varepsilon, \beta)$) "надрозділяючих" алгоритмів СА (2.11) при відносній потужності постановників ШП $\eta = 45$ дБ (табл. 2.1) і $\eta = 60$ дБ (табл. 2.2), отримані по 10000 випробуваннях.

При розрахунках використовувалася (8×8) – вимірна КМ Φ ($M = M_{comp} + 1 = 8$), сформована за вихідними діями діаграмоутворюючої схеми (ДУС), що виділяє основний (сумарний) і $M_{comp} = 7$ компенсаційних каналів.

Таблиця 2.1. Потенційні можливості розділення ПШП при $\eta = 45$ дБ

СФ алгоритму СА	$S_{МДК}(\alpha)$	$S_{МЕБ}(\alpha)$	$S_{ТШ}(\alpha)$	$S_{БЛ}(\alpha)$	$S_{МАК}(\alpha)$
Δ_{β}	$0.25 \Delta_{0\beta}$	$0.112 \Delta_{0\beta}$	$0.112 \Delta_{0\beta}$	$0.11 \Delta_{0\beta}$	$0.1 \Delta_{0\beta}$
Δ_{ε}	$0.245 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.098 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.10 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.098 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.098 \Delta_{0\varepsilon}$
Δ_{α}	$0.046 \Delta_{0\alpha}$	$0.046 \Delta_{0\alpha}$	$0.046 \Delta_{0\alpha}$	$0.046 \Delta_{0\alpha}$	$0.046 \Delta_{0\alpha}$

МДК: $\Delta_{\beta} = 0.25 \Delta_{0\beta} = 0.379^{\circ}$, $\Delta_{\varepsilon} = 0.245 \Delta_{0\varepsilon} = 0.2499^{\circ}$, $\Delta_{\alpha} = 0.046 \Delta_{0\alpha} = 0.12^{\circ}$.

Таблиця 2.2. Потенційні можливості розділення ПШП при $\eta = 60$ дБ

СФ алгоритму СА	$S_{МДК}(\alpha)$	$S_{МЕБ}(\alpha)$	$S_{ТШ}(\alpha)$	$S_{БЛ}(\alpha)$	$S_{МАК}(\alpha)$
Δ_{β}	$0.125 \Delta_{0\beta}$	$0.0629 \Delta_{0\beta}$	$0.0629 \Delta_{0\beta}$	$0.0629 \Delta_{0\beta}$	$0.0629 \Delta_{0\beta}$
Δ_{ε}	$0.1176 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.093 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.093 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.0931 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.093 \Delta_{0\varepsilon}$
Δ_{α}	$0.0383 \Delta_{0\alpha}$	$0.038 \Delta_{0\alpha}$	$0.0383 \Delta_{0\alpha}$	$0.046 \Delta_{0\alpha}$	$0.046 \Delta_{0\alpha}$

Покладалося, що досліджувана ФАР складається з 112 елементів по вертикалі й 72 елементів по горизонталі. При цьому ширина ДС, а, отже, і релеєвська міра розділення алгоритму ДПФ за кутовими координатами, становить у горизонтальній площині (за кутом місця)

$$\Delta_{0\varepsilon} = 2/112 \cdot 180/\pi = 1.02^{\circ}, \quad (2.19a)$$

а у вертикальній площині (за азимутом)

$$\Delta_{0\beta} = 2/72 \cdot 180/\pi = 1.59^{\circ}; \quad (2.19б)$$

$$\Delta_{0\alpha} = \Delta_{0\varepsilon} + \Delta_{0\beta}. \quad (2.19в)$$

Ці значення використовувалися при розрахунках потенційних можливостей "надрозділяючих" алгоритмів пеленгації ПШП (2.11), наведені в табл. 2.1, 2.2.

З аналізу даних табл. 2.1, 2.2 випливає, що при використанні 7-ми компенсаційних підрешіток і відносної потужності постановників ШП η , рівної 45 і 60 дБ на виході основного променя плоскої прямокутної двовимірної ФАР

потенційна роздільна здатність за кутовими координатами становить *десяти-соті* частки ширини головного променя ДС ФАР. Зазначимо, що за величиною потенційно роздільної здатності Δ_a всі алгоритми практично рівноцінні, а за потенційною роздільною здатністю за азимутом Δ_β , кутом місця Δ_ϵ алгоритм мінімальної дисперсії Кейпона (МДК) небагато уступає іншим аналізованим алгоритмам.

Однак для алгоритму максимальної ентропії Берга (МЕБ) характерна багатопиковість СФ (рис. 2.23), обумовлена нееквідистантним розташуванням компенсаційних підрешіток ФАР і відомим для цього алгоритму властивістю розщеплення спектра.

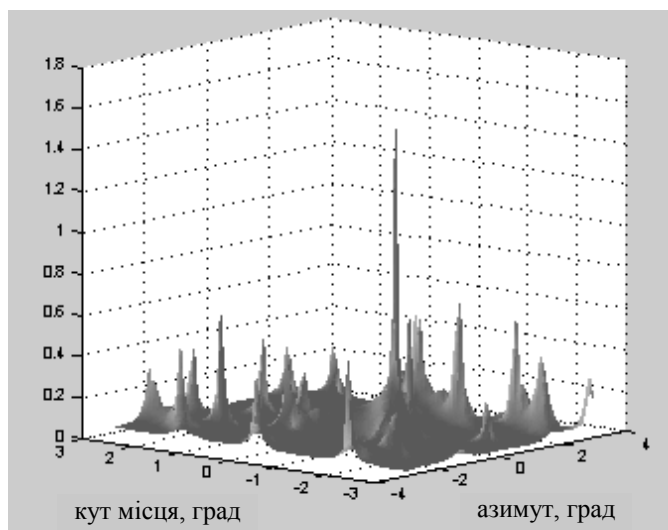


Рисунок 2.23 – Багатопиковість СФ алгоритму МЕБ

Ця властивість поширюється й на модифікований алгоритм Кейпона (МАК) (2.11д), оскільки він є комбінацією МЕБ і МДК. Багатопиковість СФ алгоритмів МАК і МЕБ обмежує їх використання на практиці. Технічна реалізація алгоритмів теплового шуму (ТШ) і Борджотті – Лагунаса (БЛ) пов'язана з більшими, у порівнянні з алгоритмом МДК, обчислювальними витратами.

Для умов табл. 2.1, 2.2 у табл. 2.3, 2.4 наведені середньоквадратичні помилки (СКП) вимірювання азимута σ_β й кута місця σ_ϵ постановників ШП при відносній інтенсивності випромінювань на вході $\eta = 45\text{дБ}$ (табл. 2.3) і $\eta = 60\text{дБ}$ (табл. 2.4).

Таблиця 2.3. Потенційні СКП вимірювання кутових координат ПШП при $\eta = 45$ дБ

СФ алгоритму СА	$S_{МДК}(\alpha)$	$S_{МЕБ}(\alpha)$	$S_{ТШ}(\alpha)$	$S_{БЛ}(\alpha)$	$S_{МАК}(\alpha)$
σ_{β}	$0.0069 \Delta_{0\beta}$	$0.0063 \Delta_{0\beta}$	$0.0031 \Delta_{0\beta}$	$0.0031 \Delta_{0\beta}$	$0.0063 \Delta_{0\beta}$
σ_{ε}	$0.0075 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.008 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.0049 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.0049 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.008 \Delta_{0\varepsilon}$

Таблиця 2.4. Потенційні СКП вимірювання кутових координат ПШП при $\eta = 60$ дБ

СФ алгоритму СА	$S_{МДК}(\alpha)$	$S_{МЕБ}(\alpha)$	$S_{ТШ}(\alpha)$	$S_{БЛ}(\alpha)$	$S_{МАК}(\alpha)$
σ_{β}	$0.0062 \Delta_{0\beta}$	$0.006 \Delta_{0\beta}$	$0.0039 \Delta_{0\beta}$	$0.0029 \Delta_{0\beta}$	$0.006 \Delta_{0\beta}$
σ_{ε}	$0.0071 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.0074 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.0046 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.0046 \Delta_{0\varepsilon}$	$0.0074 \Delta_{0\varepsilon}$

Аналіз даних табл. 2.3, 2.4 показує, що потенційні СКП вимірювання азимута σ_{β} й кута місця σ_{ε} становить *тисячні* частки ширини головного променя ДС ФАР.

Так, наприклад, для алгоритму МДК ці значення становлять:

$$\sigma_{\beta} = 0.0062 \Delta_{0\beta} = 0.0098^{\circ} = 0.59';$$

$$\sigma_{\varepsilon} = 0.0071 \Delta_{0\varepsilon} = 0.0072^{\circ} = 0.43'.$$

Таким чином, в РЛС виявлення БПЛА доцільно використовувати "надрозділяючі" алгоритми пеленгації (2.11). Найбільш доцільний для використання є алгоритм мінімальної дисперсії Кейпона.

2.4 Комбінована система захисту від активних завад та пеленгації їх джерел на основі АРФ

2.4.1 У РЛС військового призначення звичайно передбачається як виявлення повітряних цілей на тлі перешкод, що створюються точковими джерелами шумових випромінювань, так і пеленгація цих джерел. Як правило, ці завдання вирішуються автономними системами обробки.

У той же час алгоритми рішення кожного із цих завдань можуть мати загальні операції, що становлять істотну частину відповідного алгоритму в цілому. У цих умовах обидва завдання можна вирішити більш просто, ніж при автономному рішенні кожного з них.

Так, ваговий вектор оптимального виявлювача сигналу точкової цілі на тлі гауссівських шумових випромінювань визначається матрицею $\Psi = \{\omega_{ij}\}_{i,j=1}^M = \Phi^{-1}$, оберненої до кореляційної матриці $\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ цих випромінювань на виходах M просторових каналів приймання. Функції цієї ж матриці використовуються в багатьох сучасних “надрозділяючих” методах пеленгації джерел цих випромінювань (п. 2.3). Тому можна побудувати комбіновану систему виявлення – пеленгації, у якій загальні операції відповідних алгоритмів виконуються тільки один раз.

2.4.2 В п. 2.3 розглянуті “надрозділяючі” алгоритми СА (2.11), їх модифікація (2.15) при реалізації на основі АРФ (рис. 2.21).

На рис. 2.24 схематично показана комбінована система виявлення – пеленгації для РЛС із двовимірною ФАР, побудована на основі АРФ.

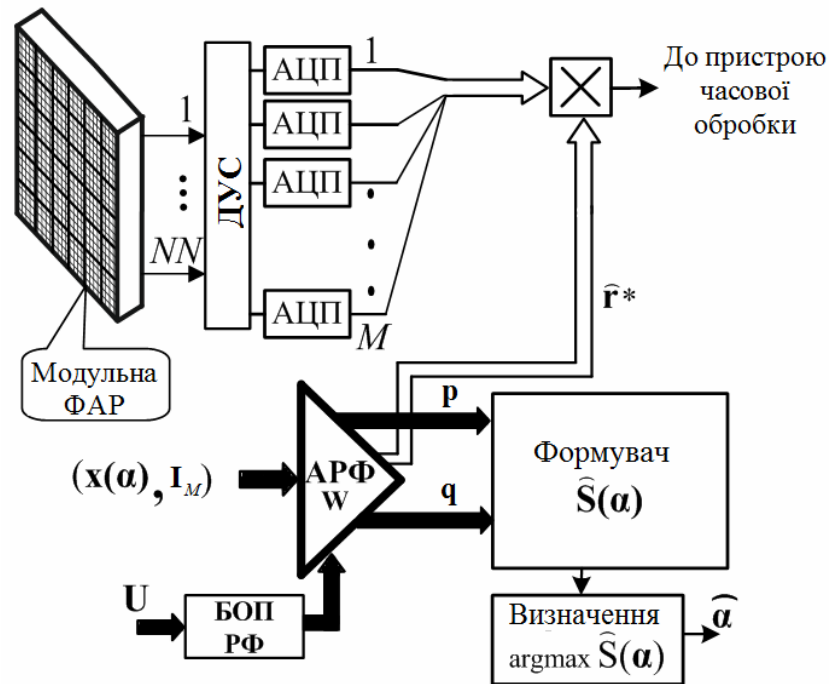


Рисунок 2.24 – Комбінована система виявлення – пеленгації на основі АРФ

Тут класифікована навчаюча вибірка $\mathbf{U} = \{\mathbf{u}_i\}_{i=1}^K$ суміші зовнішніх шумових випромінювань і внутрішнього шуму каналів приймання, сформованих у ДУС, використовується для настроювання АРФ.

У процесі настроювання визначаються такі співмножники його МІХ (параметри ступенів АРФ), добуток яких (не формованих явно) визначається трикутними співмножниками Холецького $\hat{\mathbf{N}}^* \cdot \hat{\mathbf{N}} = \hat{\Psi} = \hat{\mathbf{N}} \cdot \hat{\mathbf{N}}^*$ матриці $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$, оберненої до використовуваної оцінки $\hat{\Phi}$ апіорі невідомої КМ Φ .

Процес настроювання АРФ супроводжується перетворенням у ньому вхідного "робочого" пакета векторів. Він складається з набору опорних векторів $\mathbf{x}(\alpha)$ для аналізованих напрямків з обраного діапазону $\alpha \in [\alpha_b, \alpha_e]$, а також стовпців одиничної $M \times M$ матриці \mathbf{I}_M .

Вихідний пакет при цьому має структуру

$$\hat{\mathbf{W}} \cdot \{\mathbf{x}(\alpha), \mathbf{I}_M\} = \begin{bmatrix} \{\mathbf{p}(\alpha), \hat{\mathbf{N}}\} \\ \{\mathbf{q}(\alpha), \hat{\mathbf{N}}^*\} \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

При виборі як основного останнього каналу приймання функцію вагового вектора системи виявлення виконує останній рядок матриці $\hat{\mathbf{N}}$. Її елементи розташовані в M останніх позиціях на M -м виході АРФ (саме ця ситуація відбита світлою стрілкою на рис. 2.24). Якщо основним служить перший канал приймання, то цю функцію виконує перший рядок матриці $\hat{\mathbf{N}}^*$, елементи якої розташовані в M останніх позиціях на $(M + 1)$ -м виході АРФ. Очевидно, що обидва способи забезпечують однакову ефективність виявлення, тому з рівним правом може використовуватися кожний із них.

Вихідні пакети $\mathbf{p}(\alpha)$ й $\mathbf{q}(\alpha)$ надходять в "формуваць СФ". Розраховані в ньому СФ використовуються далі в у блоці аналізу, де по певній стратегії вирішуються завдання пеленгації джерел випромінювань.

2.5 Практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації адаптивної просторової обробки для захисту від шумових завад РЛС виявлення БПЛА з ФАР і пеленгації постановників шумових випромінювань на основі АРФ

На основі наведених вище теоретичних досліджень та результатів математичного моделювання сформулюємо основні рекомендації щодо вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації адаптивної просторової обробки для захисту від шумових завад РЛС виявлення БПЛА з ФАР і пеленгації постановників шумових випромінювань на основі АРФ.

1. Структуру та параметри компенсаційних каналів при дії ШП у РЛС виявлення БПЛА рекомендується вибирати наступним чином:

- потрібно забезпечити рознос у просторі компенсаційних модулів, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах;

- при ідентичних приймальних каналах кількість компенсаційних модулів повинна бути не менше кількості джерел зовнішніх шумових випромінювань. Це потенційно забезпечить практично повне придушення зовнішніх перешкод і ефективність, близьку до потенційно можливої в їх відсутність.

- при неідентичних приймальних каналах для забезпечення ефективності обробки, близької до потенційної, потрібно збільшити кількість компенсаційних модулів приблизно у 1.5 – 2 рази. Так, при можливій дії до 7-ми незалежних постановників шумових завад рекомендована кількість компенсаційних каналів складає $M_{comp} = 9 - 12$.

2. Як пристрій практичної реалізації алгоритму адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА від завад на основі МП оцінки кореляційної матриці завад з діагональною її регуляризацією з одночасною пеленгацією постановників шумових випромінювань рекомендуються паралельний багатоступеневий адаптивний решітчастий фільтр з відповідним алгоритмом настроювання. При реально кінцевій розрядності обчислень він більш ефективний, ніж системи, в яких оцінки КМ або

матриць, обернених до них, формуються явно. Значення діагонального регуляризатора β_0 доцільно вибрати у межах $\beta_0 = 3 \div 15$.

3. Вибір паралельної, а не послідовної, структури АРФ, на відміну від захисту від пасивних завад, обумовлено паралельністю просторової обробки сигналів (одночасністю прийому сигналів усіма просторовими каналами прийому). Тому в якості основи цифрової елементної бази доцільно вибрати програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛІС) нового покоління, прикладом яких є вентильна матриця сімейства Virtex7 фірми XILINX [60], оскільки саме ПЛІС (FPGA) найбільш придатні для паралельної обробки.

Сучасні вентиляльні матриці здійснюють цифрову обробку інформації з тактовими частотами в сотні мегагерц за рахунок використання сотень імерсійних спеціалізованих процесорних елементів, сотень тисяч логічних елементів, великого об'єму запам'ятовувальних елементів, а також високошвидкісних інтерфейсних блоків. Важливою перевагою вентиляльних матриць із запам'ятовуванням створеної структури на основі статичних елементів є можливість перепрограмування ПЛІС (зміни алгоритму роботи автомата) протягом декількох мілісекунд, причому кількість змін алгоритмів необмежена. Ще одна важлива перевага використання технології ПЛІС – мала потрібна споживана потужність.

Необхідна розрядність обчислень – 40 з плаваючою комою.

4. Вибір об'єму K навчаючої вибірки для формуванні вагових векторів просторової обробки сигналів на тлі взаємно незалежних ШЗ визначається кількістю n їх джерел. Так, при $n = 3 - 7$ об'єм навчаючої вибірки K для настроювання паралельного АРФ можна обмежити діапазоном $K = 30 \div 60$.

5. Як алгоритм пеленгації постановників шумових випромінювань, у тому числі БПЛА, в РЛС виявлення БПЛА рекомендується використовувати "надрозділяючий" алгоритм мінімальної дисперсії Кейпона, який потенціально забезпечує середнеквадратичну помилку пеленгації у соті – тисячні частки ширини ДС ФАР в залежності від потужності шумових випромінювань.

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

Висновки за розділом 2

1. Обґрунтовано кількість, структура й місцезоташування системи компенсаційних каналів (додаткових підрешіток, які розташовані поза основною ФАР) для захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад. Показано, що при створенні такої РЛС потрібно забезпечити рознос у просторі компенсаційних модулів, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах.

При ідентичних приймальних каналах кількість компенсаційних підрешіток повинна бути не менше кількості джерел зовнішніх шумових випромінювань. Це потенційно забезпечить практично повне придушення зовнішніх перешкод і ефективність, близьку до потенційно можливої в їх відсутність.

При неідентичних приймальних каналах для забезпечення ефективності обробки, близької до потенційної, потрібно збільшити кількість компенсаційних підрешіток приблизно у 1.5 – 2 рази.

2. Показано, що швидкодія квазіньютонівського автокомпенсатора (АК) на основі оцінки максимальної правдоподібності (МП оцінки), на відміну від АК з градієнтними алгоритмами настроювання, не залежить від ступеня складності завадової обстановки – кількості, відносної потужності й розташування зовнішніх джерел ШП (розкиду власних чисел кореляційної матриці (КМ) шумових перешкод (ШП)). Його «енергетична» швидкодія – середній рівень втрат відносно максимуму при заданій кількості M каналів обробки визначається тільки об'ємом $K \geq M$ навчаючої вибірки і не перевершує 3 дБ уже при об'ємі вибірки $K \approx 2M$.

Основний недолік МП оцінки полягає в неможливості адаптуватися на її основі до набору навчаючих вибірок об'єму $K \geq M$, а для того, щоб втрати відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) не перевищили 3 дБ, потрібні вибірки

приблизно вдвічі більшого об'єму. У широкому класі багатоканальних ($M \gg 1$) систем, що працюють у динамічно мінливій завадовій обстановці, навчаючі вибірки такого об'єму можуть бути практично недоступними, так що ефективну адаптацію на основі цих оцінок можна забезпечити тільки у відносно малоканальних системах обробки й, як наслідок, тільки при малій кількості джерел ШП.

Цей недолік істотно ослаблений або відсутній у квазіньютонівському алгоритмі адаптації на основі діагонально регуляризованої МП оцінки КМ шумових перешкод. Процедура адаптації на її основі може починатися вже при $K \geq 1$, а припустимі втрати у ВСПШ 3 дБ досягаються при меншому (при $M > n$) об'ємі навчаючої вибірки, що дорівнює $K = 2n$, де n – кількість постановників ШП.

Теоретичні достоїнства квазіньютонівських алгоритмів адаптації з явним формуванням матриць, обернених до використовуваних оцінок КМ перешкод, можуть не реалізуватися на практиці через їх сильну чутливість до точності обчислень. У реальних умовах кінцевої довжини розрядної сітки сигнальних процесорів або програмувальних логічних інтегральних схем (ПЛІС) їх ефективність може бути помітно нижче, чим при обчисленнях із практично необмеженою (подвійною) довжиною розрядної сітки. Обумовлене цим зниження ефективності адаптивної обробки може не тільки не компенсуватися, але навіть збільшуватися при збільшенні об'єму навчаючої вибірки.

3. Цей недолік суттєво послабляється при використанні адаптивного решітчастого фільтра (АРФ), де замість явно сформованих оціночних КМ і матриць, обернених до їх, використовуються їх так звані мультиплікативні (факторизовані) подання – у вигляді добутку слабкозаповнених матриць різної структури. По цій, а також цілому ряду інших причин, породжених достоїнствами й універсальністю АРФ, саме він може бути рекомендований як основу адаптивної системи просторової обробки сигналів на тлі власного шуму випромінювачів і шумових випромінювань зовнішніх джерел у РЛС виявлення БПЛА із двовимірною плоскою ФАР.

4. На основі АРФ у РЛС виявлення БПЛА може бути побудована й система пеленгації зовнішніх джерел шумових випромінювань, де найбільш просто й

ефективно реалізуються "надрозділяючі" методи просторового спектрального аналізу.

Показано, що "надрозділяючі" алгоритми пеленгації забезпечують розділення постановників ШП (ПШП), що знаходяться у межах головного променя ДС ФАР, на відміну від алгоритму ДПФ, який нині реалізовано у діючих РЛС. Так, при використанні 7-ми компенсаційних підрешіток і відносної потужності постановників ШП, рівної 45 і 60 дБ на виході основного променя плоскої прямокутної двовимірної ФАР потенційна роздільна здатність за кутовими координатами становить десяти–соті частки ширини головного променя ДС ФАР. При цьому потенційні середньоквадратичні помилки пеленгації вимірювання азимута й кута місця становлять тисячні частки ширини головного променя ДС ФАР.

5. Розроблено комбіновану система захисту від шумових завад та пеленгації їх джерел на основі єдиного АРФ. Така система заснована на тому, що алгоритми розв'язання кожної із цих задач мають загальні операції, що становлять істотну частину відповідного алгоритму в цілому. Тому у комбінованій системі обидві задачі розв'язуються більш просто, ніж при автономному рішенні кожного з них.

6. Сформульовано практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації адаптивної просторової обробки для захисту від шумових завад РЛС виявлення БПЛА з ФАР і пеленгації постановників шумових випромінювань на основі АРФ.

З ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ РОЗРОБЛЕННЯ СИСТЕМИ ПЕРВИННОЇ ОБРОБКИ АКУСТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ СОДАРИВ ВИЯВЛЕННЯ БЕЗПЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ В УМОВАХ ДІЇ ЗАВАД

Сучасна акустична система виявлення, розпізнавання та вимірювання координат малих літальних апаратів потребує детального дослідження структури, характеристик та особливостей поширення акустичного випромінювання (АВ) цих апаратів. Тому важливою задачею первинної обробки АВ є надання його вірогідного та оперативного представлення у часовій, частотній та фазовій областях з врахуванням впливу атмосфери та акустичних завад. Це обумовить структуру системи та необхідні алгоритми подальшої обробки інформації.

3.1 Передумови щодо створення системи первинної обробки акустичного випромінювання БПЛА

Дослідження та врахування структури атмосфери, явищ та завад, що впливають на звукове поле БПЛА, є необхідною передумовою надійного виявлення БПЛА та визначення його координат, а також обумовлює потрібну структуру системи виявлення БПЛА.

АВ БПЛА має випадковий характер, формується з великої кількості короткочасних періодичних та неперіодичних процесів. Звукові коливання характеризуються різними амплітудами, частотами та фазами.

Часова залежність звукового тиску $p(t)$ у довільній точці повітряного простору представляється, як

$$p(t) = \sum_n C_n e^{jn2\pi f_1 t} = \sum_n C_n \exp[jn\omega_1 t], \quad (3.1)$$

де n - ряд натуральних чисел;

ω_1 - кругова частота, яка зв'язана з періодом T_1 самої низькочастотної частотної складової співвідношенням $\omega_1 = 2\pi / T_1$;

C_n - це комплексні амплітуди окремих синусоїдальних складових.

Після лінійного перетворення звукового тиску в електричний сигнал формується реалізація випадкового процесу $S(t)$, яка в частотній області характеризується енергетичним спектром, що при дискретному сигналі описується формулою [61]

$$\hat{G}_s(n\Delta f) = \frac{2\Delta t}{N} \left| \sum_{i=0}^{N-1} S(i\Delta t) \exp\{-j2\pi i n / N\} \right|^2 \quad (3.2)$$

де $S(i\Delta t)$ – відлік реалізації;

Δt – інтервал дискретності за часом;

N – кількість відліків;

Δf – інтервал дискретності за частотою;

$\Delta f = 1/N\Delta t$;

$n = 0, 1, 2, \dots, N/2$.

3.1.1 Вплив ефекту рефракції на траєкторію розповсюдження акустичних хвиль у нижньому шарі атмосфери

Акустичне зондування використовується в даний час для рішення таких важливих завдань як реєстрація вертикального профілю швидкості вітру $V_T(h)$, виявлення випадків виникнення локальних вихрових осередків $\Delta V_T(h)$ вітру, що супроводжуються небезпечними зсувами, на висоті h_i , які можуть привести до аварій при зльоті та посадці літаків [62]-[64] в зоні аеропортів, визначення координат джерел зосереджених акустичних шумів (сигналів), виявлення та моніторинг термодинамічних процесів в нижньому шарі атмосфери, що сприяють розповсюдженню або накопиченню шкідливих викидів в зонах промислових підприємств та мегаполісів, а також тих термодинамічних процесів, що суттєво

впливають на траєкторію поширення радіохвиль сантиметрового та міліметрового діапазонів, наприклад, таких явищ як шари атмосфери з інверсією температури [65], визначення їх висоти й потужності.

Найбільш важливою властивістю цього методу є можливість працювати дистанційно, що дозволяє контролювати процесі в атмосфері в режимі моніторингу.

Одна з найбільш важливих фізичних величин $V_r(h)$ - вертикальний профіль швидкості вітру визначається в системах акустичного зондування через величину $\Delta f_{\partial} = f_{np} - f_{изл}$ зсуву частоти f_{np} прийнятого луна-сигналу щодо частоти $f_{изл}$ випроміненого сигналу: $V_R = 0,5 \cdot \Delta f_{\partial} \cdot \lambda_s$, де λ_s - довжина хвилі випроміненого акустичного сигналу, V_R - радіальна, відносно напрямку випромінювання, складова швидкості вітру.

Помилки, що виникають при вимірі частоти прийнятого сигналу, залежать, насамперед, від величини χ відношення сигнал/шум.

З метою підвищення співвідношення сигнал/шум і збільшення дальності виявлення об'єктів, підвищення роздільної здатності й зменшення похибки визначення координат об'єктів, а також для зменшення похибки виміру профілю швидкості вітру, в акустичній локації доцільно використати вузько спрямовані антени системи з малим рівнем бічних пелюстків. Однак у цьому випадку зростає залежність якості вимірів від скривлень траєкторії поширення акустичної хвилі під впливом явища рефракції, що виникає при різноманітних термодинамічних станах атмосфері.

Виходячи з вище викладеного, метою цього розділу роботи є аналіз і розробка методики розрахунку траєкторії поширення акустичної хвилі в умовах реальної атмосфери [66]-[67].

3.1.2. Методика побудови траєкторії поширення акустичного променя в реальній атмосфері

Для побудови реальної траєкторії поширення акустичного променя в шарі атмосфери висотою $h = [h_0, h_{max}]$ використаємо метод чисельного аналізу. Для цього задамося вертикальним профілем $T(h)$ температури у вигляді ряду $T(h) = [T_1(h_1), T_2(h_2), \dots, T_n(h_n)]$ дискретних значень T_i на дискретних рівнях висоти h_i із кроком Δh , де $i = (1, \dots, n)$, а n відповідає умові: $n \cdot \Delta h = h_{max}$.

Прийmemo, що вздовж всієї траєкторії горизонтальними градієнтами $\gamma_{\text{гвт}}$ метеорологічних величин можна зневажити $\gamma_{\text{гвт}} = 0$. Таким чином, прийmemo, що атмосфера являє собою вертикально стратифіковане середовище, у якому температура шарів змінюється дискретно (стрибком) із кроком висоти Δh , при цьому в межах кожного шару температура постійна.

В прийнятих припущеннях при переході хвилі із i -го шару в $i+1$ шар має місце явище переломлення. Відповідно до закону Снелліуса співвідношення між кутом падіння β_i та кутом переломлення β_{i+1} визначається простим вираженням

$$\frac{c_{s1}}{c_{s2}} = \frac{\sin \beta_i}{\sin \beta_{i+1}}, \quad (3.3)$$

де c_{s1} й c_{s2} – швидкість звуку в шарі « i » і в шарі « $i+1$ » відповідно.

Швидкість звуку в повітрі визначається відомим виразом

$$c_s = 20,06\sqrt{T}, \quad (3.4)$$

де T – температура повітря за шкалою Кельвіна.

З виразів (3.3) і (3.4) неважко одержати

$$\beta_{i+1} = \arcsin\left(\sin \beta_i \sqrt{\frac{T_{i+1}}{T_i}}\right). \quad (3.5)$$

Таким чином, задаючись початковим значенням β_1 і вибираючи відповідні значення температури із прийнятого ряду $T(h) = [T_1(h_1), T_2(h_2), \dots, T_n(h_n)]$ й

проводячи послідовні розрахунки у відповідності із вираженням (3.5) при $i = (1, \dots, n-1)$, одержимо ряд значень кутів переломлення $\beta_i = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{n-1})$ при переході хвилі із шару i в шар $i+1$.

Далі, для кожного з отриманих значень β_i , розраховується збільшення горизонтальної дальності ΔD_i (проекції траєкторії) поширення акустичної хвилі в досліджуваному діапазоні дальності $D = [0, D_{\max}]$ у межах кожного дискретного збільшення висоти Δh по формулі

$$\Delta D_i = \Delta h \cdot \operatorname{tg} \beta_i. \quad (3.6)$$

У результаті проведених розрахунків одержимо ряд значень збільшень дальності $D_i = (\Delta D_1, \Delta D_2, \dots, \Delta D_{n-1})$ для кожного Δh_i значення збільшення висоти. Тоді координати D й h точок траєкторії $\Psi(D, h)$ відповідно визначаються в наступному вигляді

$$D(k) = \sum_{i=1}^k \Delta D_i, \quad (3.7)$$

$$h = \Delta h \cdot k$$

де $k = (1, \dots, n-1)$.

Рисунок 3.1 пояснює процедуру розрахунку траєкторії поширення акустичної хвилі.

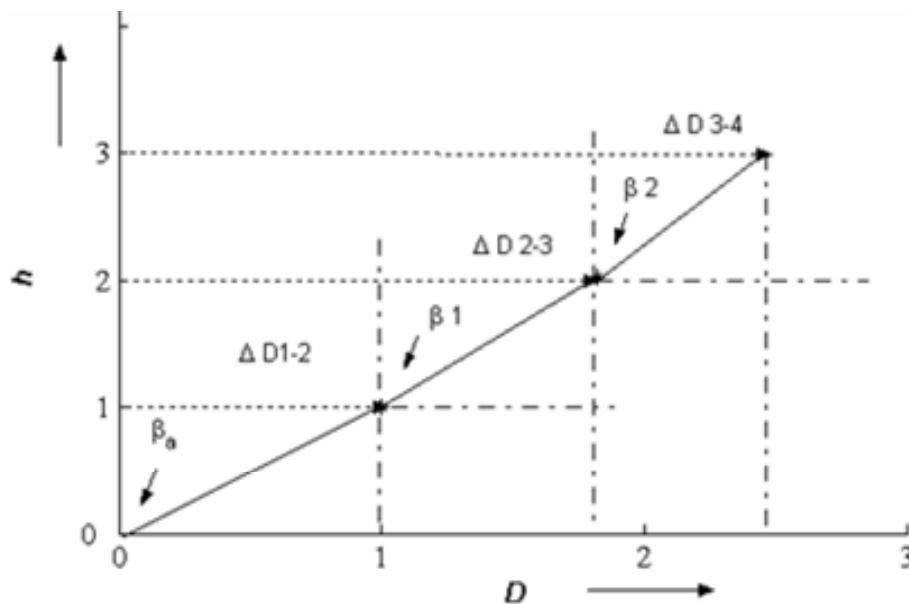


Рисунок 3.1 – Побудова траєкторії поширення акустичної хвилі

На рисунках 3.2 – 3.5 наведені результати розрахунків траєкторій поширення акустичної хвилі для декількох «граничних» профілів температури. При цьому профіль $T(h)$ задається лінійною функцією

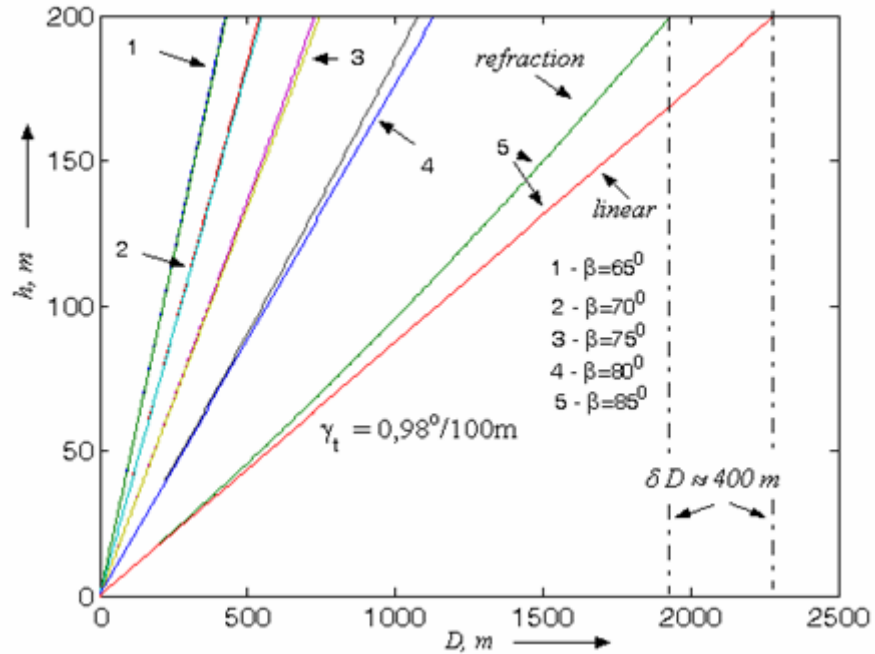


Рисунок 3.2 – Сімейство траєкторій акустичних променів при сухо адіабатичному профілі температури

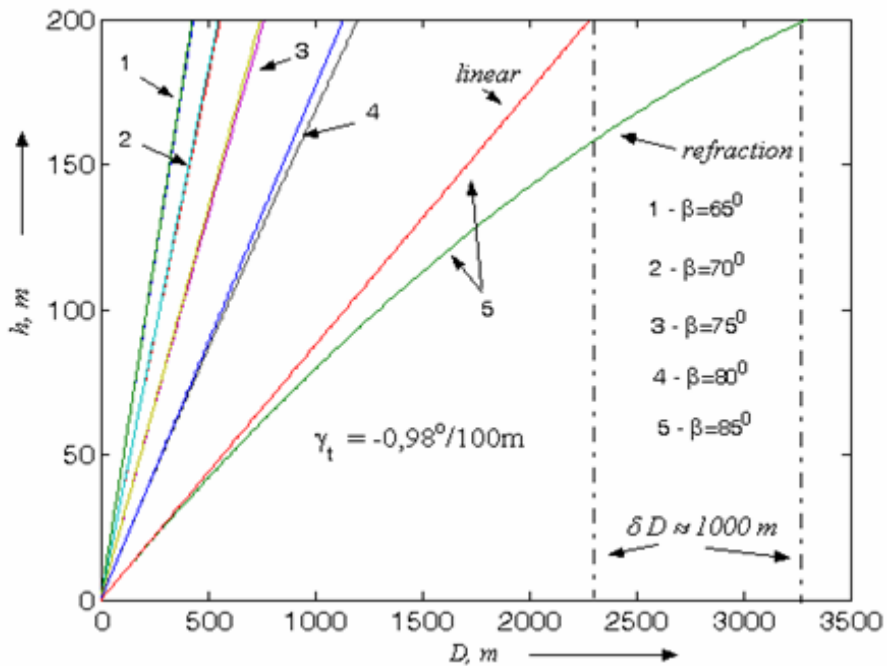


Рисунок 3.3 – Сімейство траєкторій акустичних променів при температурній інверсії

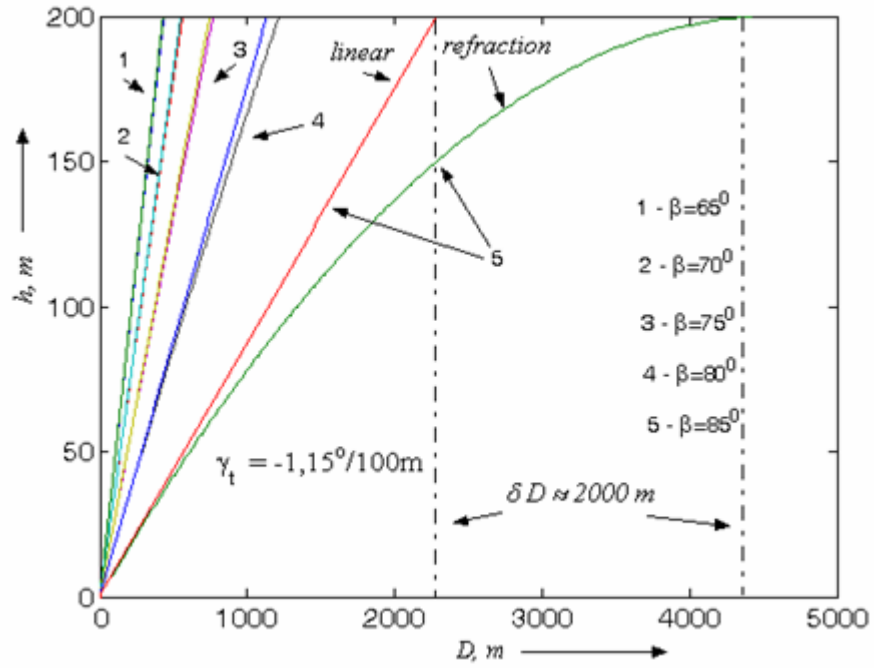


Рисунок 3.4 – Сімейство траєкторій акустичних променів при «гранично» стійкій температурній стратифікації

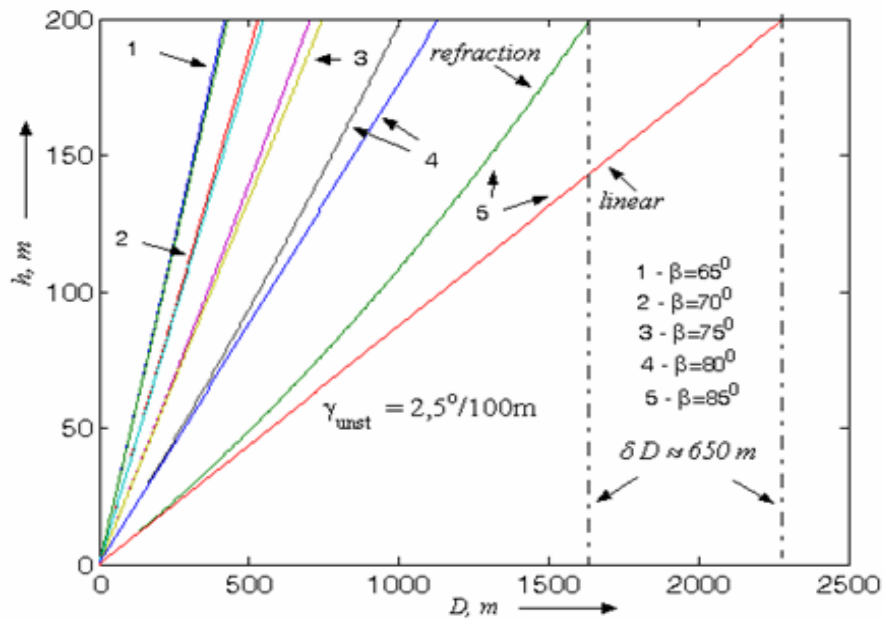


Рисунок 3.5 – Сімейство траєкторій акустичних променів при сильно нестійкій температурній стратифікації

$$T(h) = T_0 - \gamma_{th} h \text{ при } h = [0, h_{\max}], \quad (3.8)$$

де γ_{th} – вертикальний градієнт температури;

T_0 – температура на поверхні Землі.

Розрахунки виконані для наступних початкових значень параметрів:
 $\beta_a = [65, 70, 75, 80, 85]^\circ$, $T_0 = 27^\circ \text{C}$, $h_{\max} = 200 \text{ м}$, $\Delta h = 1 \text{ м}$.

Діапазон значень $h = [0, 200]$ м висоти досліджуваного шару атмосфери обраний як область висот, у межах якої зсуви вітру впливають на процес посадки літака.

На рисунках 3.2 – 3.5 графіки траєкторій поширення хвилі побудовані по моделях температурних профілів відповідно до нейтральній температурній стратифікації атмосфери $\gamma_{th} = 0,98^\circ \text{C}/100 \text{ м}$ (рисунок 3.1), температурної інверсії $\gamma_{th} = -0,98^\circ \text{C}/100 \text{ м}$ (рисунок 3.3), «гранично» стійкої температурної стратифікації $\gamma_{th} = -1,15^\circ \text{C}/100 \text{ м}$ (рисунок 3.4) і сильно нестійкої температурної стратифікації $\gamma_{th} = 2,5^\circ \text{C}/100 \text{ м}$ (рисунок 3.5).

На графіках моделі траєкторій для кожного з початкових кутів місця зіставлені з моделями траєкторій побудованих для випадку $\gamma_{th} = 0^\circ \text{C}/100 \text{ м}$ нульового градієнта температури (ізотермії).

Прийmemo як критерії оцінки ступеня скривлення траєкторії поширення акустичної хвилі два параметри:

– різниця $\delta D = D_{Rf} - D_{лин}$ між довжиною D_{Rf} горизонтальної проекції траєкторії, розрахованої при кожному з перерахованих вище значень γ_{th} , і довжиною $D_{лин}$ горизонтальної проекції траєкторії, розрахованої при $\gamma_{th} = 0,0^\circ \text{C}/100 \text{ м}$,

– різниця $d\beta = \beta_{ma} - \beta_R$ між кутом місця антенної системи β_{ma} і кутом β_R між горизонталлю та вектором падіння фронту хвилі на об'єкт, що розсіює, на висоті $h = h_{\max}$.

Висоту досліджуваного шару атмосфери обмежимо значенням $h_{\max} = 200$ м.

З отриманих розрахунків витікає, що незалежно від типу температурної стратифікації, при дотриманні умови $\beta_a \leq 70^\circ$ має місце нерівність $\beta_{ma} - \beta_R = d\beta \leq \xi_\beta$, і $D_{лин} - D_{Rf} = \delta D \leq \xi_D$, де $\xi_{\beta,D} \rightarrow 0$ тобто помилки внесені рефракцією зневажено малі.

При $85^\circ \geq \beta_a > 70^\circ$ помилки, внесені рефракцією, істотно залежать від типу стратифікації. Величину кута $\beta_a = 85^\circ$ будемо вважати граничною, тому що зондування атмосфери при $\beta_a > 85^\circ$ практичного значення не має.

Із графіків, наведених на рис. 3.2, видно, що навіть при адіабатично-сухому розподілі температури при $\gamma_{th} = 0,98^\circ C/100$ м з висотою та при $\beta_a = 85^\circ$ відхилення δD становить величину $\delta D = 400$ м, $\delta D = -352$ м, при цьому відхилення кута $d\beta = 2,39^\circ$.

На рис. 3.2 наведене сімейство траєкторій, розрахованих для випадку температурної інверсії при $\gamma_{th} = 0,98^\circ C/100$ м. При цій температурній стратифікації відхилення становлять: $\delta D = 988$ м, $d\beta = -3,1^\circ$.

Температурну стратифікацію, при якій напрямок поширення фронту хвилі змінюється від початкового (у цьому випадку $\beta_a = 85^\circ$) до максимально наближеного до горизонтального напрямку на висоті $h_{\max} = 200$ м будемо вважати «гранично» стійкої. У наших розрахунках такий стан спостерігається при градієнті температури: $\gamma_{th} = -1,15^\circ C/100$ м. Графіки траєкторій для цього стану наведені на рис. 3.3. У цьому випадку розрахунки дають значення: $\delta D = 2139$ м, $\beta_m = 0,3^\circ$, а $\delta\beta_m = -4,7^\circ$.

Як альтернативний випадок, на рис. 3.5 наведене сімейство траєкторій, розрахованих для «сильно» нестійкої температурної стратифікації при $\gamma_{th} = 2,5^\circ C/100$ м. Для цього стану отримані наступні значення параметрів відхилення траєкторії: $\delta D = -646,6$ м, $\beta_m = 9,0^\circ$, $\delta\beta_m = 4,0^\circ$.

Отримані результати показують, що абсолютне значення граничного відхилення горизонтальної проекції дальності, обумовлене змінами температурної стратифікації атмосфери при $\beta_a = 85^\circ$ становить $\delta D_{max} = 2800$ м при $D_{лин} = 2300$ м для прямолінійного поширення хвилі. Діапазон відхилень кута падіння хвилі на об'єкт, що розсіює, також великий і становить значення $|\delta\beta_m| = 8,7^\circ$.

Таким чином, результати, що отримано, показують значну залежність помилок виміру дистанції до БПЛА методом акустичної локації від типу вертикального профілю температури та, як наслідок, необхідність моніторингу термодинамічного стану атмосфери з метою ідентифікації типу її термодинамічного стану й урахування впливу рефракції в нижньому шарі атмосфери на похибки виміру швидкості та зсувів вітру, а також для рішення завдань виявлення та виміри координат об'єктів методами акустичного зондування.

Ідентифікація термодинамічного стану атмосфери і застосування адекватних цьому стану моделей профілів температури можна здійснити також за допомогою вертикального акустичного зондування, як це показано в роботах [65]-[67]. Таким чином, застосування комплексної системи нахильного та вертикального акустичного зондування дозволить вирішувати завдання визначення, наприклад, зсувів вітру з урахуванням виправлень на явище рефракції акустичних хвиль в атмосфері та враховувати це при визначенні напряму на БПЛА.

3.1.3 Відновлення профілів температури та зсувів вітру

Зсув вітру виникає при різних метеорологічних умовах. Це може бути злива, дощовий потік, що випаровується, не досявши землі (вірга), гроза, потоки повітря, що сходять в зонах купо-дощових хмар, лінії шквалів, місцеві і вільні струминні потоки, зсув вітру на границі температурного інверсійного шару й деякі інші.

Такі явища як злива, гроза і вірга створюють у приземному шарі атмосфери особливі турбулентні рухи у вигляді вихрових кілець (так названі «мікроривбухи»). У цьому випадку літальний апарат, перебуваючи в польоті, періодично проходить зони висхідного й спадного потоків, що створює небезпеку у вигляді втрати стійкості руху або навіть зіткнення із землею.

Зсуви вітру виникають в умовах формування інверсії температури, при яких температура повітря змінюється залежно від висоти таким чином:

$$g_T < 0 \text{ при } h = [h_o, h_{инв}],$$

$$g_T > 0 \quad \gamma_a \text{ при } h > h_{инв},$$

де h – висота над поверхнею Землі;

g_T – градієнт температури;

γ_a – сухо-адіабатичний градієнт температури.

Як наведено вище, температурні інверсії суттєво впливають також і на форму траєкторії розповсюдження акустичних хвиль, тобто формують явище рефракції. Такі явища виникають у результаті нічного вихолодження земної поверхні, при якому температура поверхні, що підстилає, знижується швидше, ніж температура повітря [65].

Вертикальний профіль швидкості вітру при такому термодинамічному стані характеризується монотонним, близьким до лінійного, зростанням швидкості вітру від поверхні Землі до верхньої границі інверсії температури $h_{инв}$ та стає близьким до постійного значення при слабкому збільшенні в області висот вище інверсійного шару

$$V(h) \approx V_0 + \gamma_v \cdot h \text{ при } h < h_{инв}$$

$$V(h) = V_{max} \quad const \text{ при } h \geq h_{инв},$$

де V_0 – швидкість вітру на висоті $h = 1 \text{ м}$.

Градієнт швидкості в під-інверсійнім шарі може становити величину $|g_v| \geq (10 \div 15) \frac{\text{м/с}}{100\text{м}}$, тобто, якщо $V_0 = 3 \text{ м/с}$ те, при $h_{инв} = 120 \text{ м}$ на границі інверсії швидкість вітру може досягати значень $V(h_{инв}) = 15 \div 20 \text{ м/с}$.

Таким чином, явище температурної інверсії характеризується тим, що на її границі спостерігається максимальне зрушення вітру, що може привести до аварійної ситуації. Крім того, як показано в попередньому розділі роботи, температурні інверсії створюють досить істотні скривлення траєкторії поширення акустичних хвиль обумовлені виникаючими при цьому явищами рефракції.

Оскільки швидкість поширення акустичних хвиль залежить також і від швидкості вітру, то виявлення шарів атмосфери з інверсією температури та вертикальних профілів вітру є актуальним завданням в області виявлення рефракційних ефектів у нижньому шарі атмосфери. Це викликає необхідність проводити вертикальну діагностику стану атмосфери при визначенні напрямку на БПЛА.

3.1.4 Методи виявлення інверсій температури та зсуву вітру в нижньому шарі атмосфери

Стандартний метод виміру зсуву вітру заснований на вимірі швидкості вітру у поверхні Землі та відновленні його вертикальної залежності за допомогою моделей. Однак узагальнена модель залежності горизонтальної швидкості вітру від висоти для всіх можливих термодинамічних станів усе ще не виведена. Такі моделі існують тільки для деяких «особливих» умов [68]-[70].

Для випадку добре перемішаної атмосфери градієнт температури в самому нижньому шарі нижче висоти порядку $z \leq 100$ м близький до вертикального градієнта сухої адіабати в ненасиченому повітрі й градієнту насиченої адіабати в насиченому повітрі. Для цього випадку справедливий логарифмічний закон розподілу вітру з висотою

$$u = \frac{u_m}{k} \ln \frac{z}{z_0}, \quad (3.9)$$

де u – швидкість вітру на висоті z ;

u_m – “швидкість тертя”;

k – постійна Кармана $k = 0,38$;

z_0 – висота жорсткості, що залежить від характеру поверхні, що підстилає.

Такі умови приблизно дотримуються в приповерхньому прикордонному шарі, якщо має місце досить сильний вітер, що забезпечує турбулентне перемішування.

В умовах штилю або при дуже слабкому вітрі на малих висотах цю теорію застосувати неможливо. У випадках, коли приземний прикордонний шар атмосфери нестійкий, зсув швидкості вітру по висоті буде менше, ніж дає вищенаведене рівняння, якщо ж умови стійкі, то величина зсуву буде більше розрахункової.

У тих випадках, коли термічна стійкість атмосфери відмінна від нейтральної, застосовується модель на основі «степеневого закону» [63]

$$u = u_1 \left[\frac{z}{z_1} \right]^\gamma, \quad (3.10)$$

де u , u_1 – швидкості вітру на висотах відповідно z , z_1 , $z_1 = 1\text{м}$;

γ – параметр, що залежить від термічної стійкості атмосфери й висоти шорсткості поверхні.

Величина параметра γ змінюється в діапазоні значень $\gamma = [0, +1]$ і визначається емпірично.

Отже, параметри й вид моделі залежать від типу термодинамічного стану. Тому для їхнього застосування необхідно використати незалежні методи визначення термодинамічного стану атмосфери.

Отже, надалі доцільно провести дослідження з розвитку методів моніторингу термодинамічного стану атмосфери в нижньому шарі та його впливу на поширення звуку БПЛА.

3.1.5 Використання акустичних систем для виявлення інверсій температури та зсуву вітру в нижньому шарі атмосфери

Метод акустичного зондування заснований на реєстрації та аналізу акустичних луна-сигналів, що виникають при поширенні акустичної хвилі в турбулентній атмосфері [69]-[70].

Енергія розсіювання акустичних хвиль на пульсаціях температури і швидкості руху атмосфери багато вище чим електромагнітних хвиль. Ця властивість лежить в основі створення та застосування акустичних локаційних систем для виявлення, класифікації й виміри параметрів турбулентних процесів [65]. Відносно мала швидкість поширення акустичних хвиль в атмосфері ($c_{зг} = 330 м/с$ при стандартних умовах) дозволяє проводити спостереження в приземному шарі атмосфери з високою розв'язною здатністю $\Delta h \geq 0,3 м$.

Всі відомі системи акустичного зондування, розглянуті, наприклад, в роботах [71] - [73] і використовувані в аеропортах для визначення зсувів вітру, використовують принцип виміру доплерівського зсуву частоти прийнятого акустичного сигналу, відбитого у зворотному напрямку або під деяким кутом до напрямку випромінювання.

Такий підхід має істотний недолік, заснований на тім, що цілями акустичного локатора є просторово-розподілені об'єкти – випадкові пульсації температури та швидкості руху атмосфери. Внаслідок цього прийнятий сигнал перетерплює випадкові і досить глибокі флуктуації потужності. Окрім того, системи акустичного зондування піддаються впливу акустичних завад, які, наприклад, в зонах аеропортів досягають значних рівнів періодично в міру наближення літака.

Отже, при роботі систем акустичного зондування часто виникають ситуації, при яких важко контролювати співвідношення сигнал/шум, і вірогідність виміру швидкості вітру методом доплерівського аналізу виявляється невизначеною.

Координатний метод [74]–[75] виміру вертикальної складової швидкості w руху повітряної маси дозволяє істотно послабити вплив розглянутих вище факторів, однак власне значення вертикальної складової руху в умовах температурної інверсії має досить малу величину й, отже, виявити границю інверсійного шару по характері зміни $w(h)$ виявляється важко або взагалі неможливо.

Можливість візуалізації турбулентних рухів за допомогою систем акустичного зондування в умовах радіаційних інверсій температури показана у великій кількості робіт (див., наприклад, [76]–[78]). У даному дослідженні будемо аналізувати записи луна-сигналів, отримані авторами при таких станах атмосфери, які, на нашу думку, здатні вплинути на процес формування траси поширення акустичних хвиль.

На рис. 3.6 наведений приклад реєстрації луна-сигналів акустичного зондування в умовах розвиненої приземної радіаційної інверсії температури. Видно, що просторово-часова структура термодинамічного процесу представлена зоною потужних луна-сигналів у вигляді горизонтального шару з випадковими або квазіперіодичними флуктуаціями висоти в діапазоні значень $h_{инв} = [110, 160] м$. У приземній зоні спостерігаються вертикально орієнтовані області луна-сигналів, згруповані в кластери із квазіперіодичною структурою. На рисунку 3.7 наведений приклад адвективної інверсії температури в прибережній зоні. На записі добре простежується еволюція інверсійного шару й, отже, зміна висоти шар зі зсувом вітру у великому діапазоні значень $h_{инв} = [50, 500] м$ на інтервалі часу порядку півгодини. На початку запису також спостерігається хвиля піднятої інверсії з амплітудою $\Delta h_{инв} = 200 м$ і періодом $T_{инв} = 15 мин$. Запис показує, що спостережувані термодинамічні процеси представляють складність для розрахунку траєкторії поширення акустичних хвиль в наслідок значних змін протягом малого інтервалу часу. Тому такого роду стани атмосфери повинні виявлятися шляхом моніторингу дистанційними засобами, тому що стандартні

метеорологічні спостереження, включаючи аерологічне зондування, не дозволяють простежити еволюцію таких станів атмосфери.

Не менш складний процес спостерігається при руйнуванні інверсії температури, коли в приземному шарі формуються локальні спонтанні вертикальні потоки, як це треба із запису рисунка 3.6.

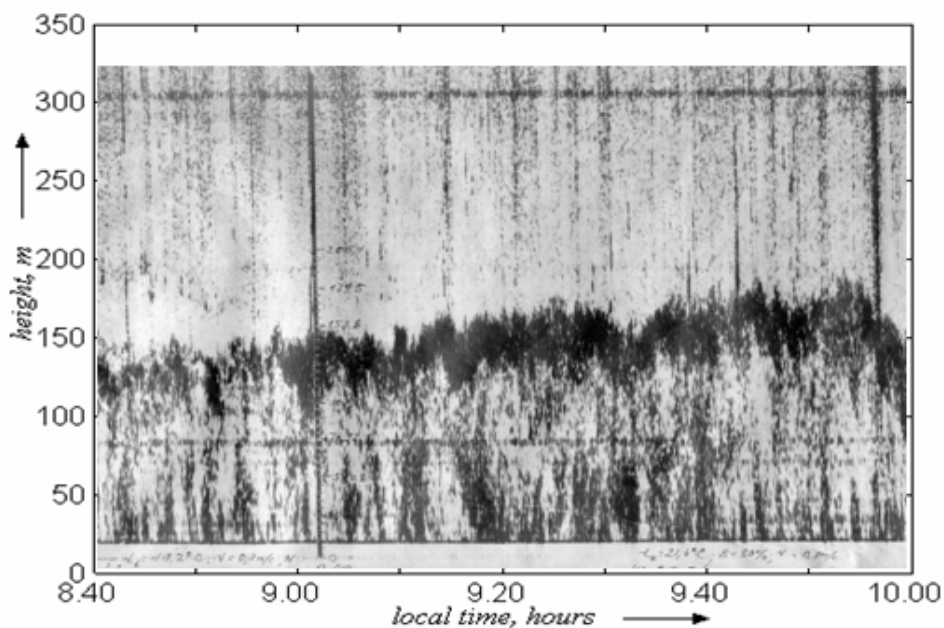


Рисунок 3.6 – Лунаграма радіаційної інверсії температури

Тут зсуви вітру в області формуються в результаті інтенсивного прогріву поверхні, що підстилає. Слід зазначити явно виражений хвильовий рух в області інверсії, що триває приблизно до 10 год. 30 хв. місцевого часу. Амплітуда флуктуації висоти відносно велика і становить у середньому $\Delta h_{\text{инв}} = 50 \text{ м}$ при періоді приблизно $T_{\text{инв}} = 15 \text{ хв.}$ Дані про те, як перехідні стани подібного типу впливають на процес формування траєкторії поширення акустичних хвиль, у цей час відсутні.

На рисунку 3.7 наведений приклад ще одного типу адвективної інверсії температури в приземному шарі атмосфери.

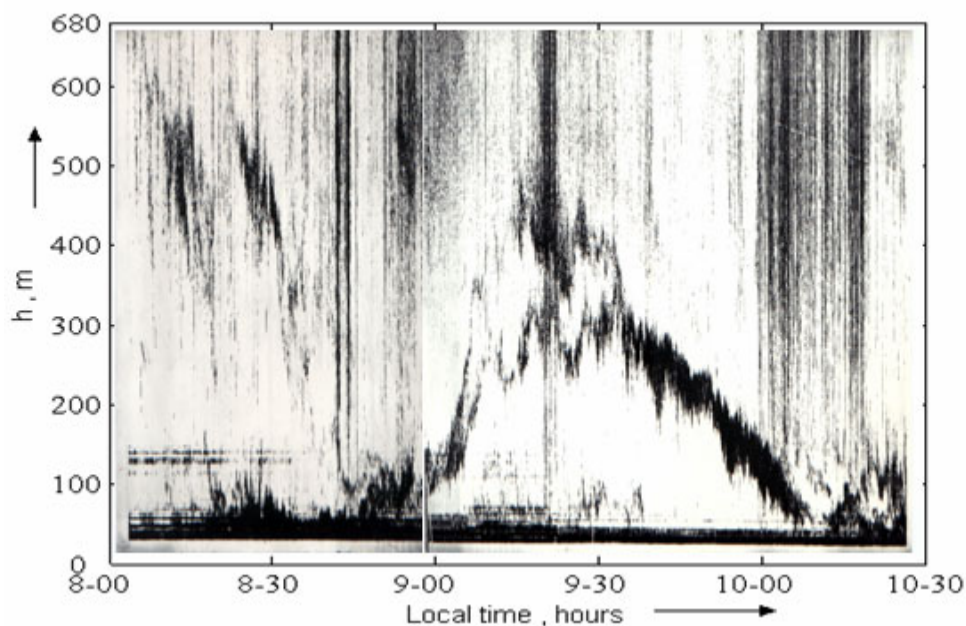


Рисунок 3.7 – Ехограма адвективного процесу

Тому, що акустичні луна-сигнали виникають у результаті розсіювання енергії акустичної хвилі на «миттєвих» градієнтах температури, просторовий розмір яких порівнюємо з довжиною акустичної хвилі $\lambda_{зв}$ (у розглянутому експерименті $\lambda_{зв} = 20\text{см}$), то можна припустити, що області, «заповнені» ехо-сигналом (на записі рисунка 3.7 це області на інтервалах часу з 8 год 7 хв по 8 год 20 хв, і з 8 год 37 хв по 9 год 00 хв) повністю турбулентні в полі температури. Оскільки такий стан може виникнути тільки в результаті перемішування повітряних мас із різною температурою, то неважко прийти до висновку про те, що в цій області існує достатній для цього зсув вітру. Добре видно, що інтенсивність процесу перемішування носить явно виражений переривчастий характер. На записі спостерігаються завмирання тривалістю $t_{зм1} = 15\text{мин}$ й $t_{зм2} = 30\text{мин}$. Можна припустити, що ці завмирання обумовлені зниженням швидкості горизонтального вітру. У паузах, проте, простежуються області турбулентності у вигляді тонких шарів з відносно глибокими флуктуаціями висоти з амплітудою $\Delta h_{сл} = (30 \div 50)\text{м}$ при періоді в кілька хвилин і середнім значенням висоти $\bar{h}_{сл} = (30 \div 50)\text{м}$.

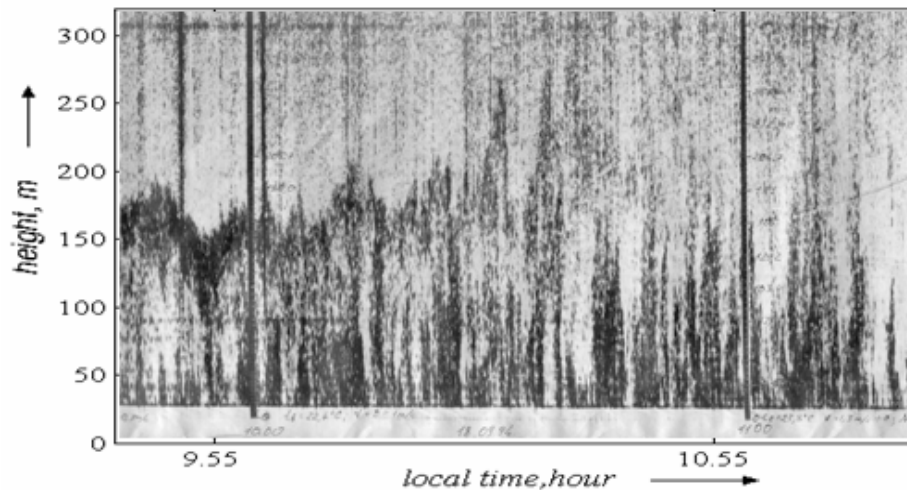


Рисунок 3.8 – Лунаграма руйнування інверсійного шару

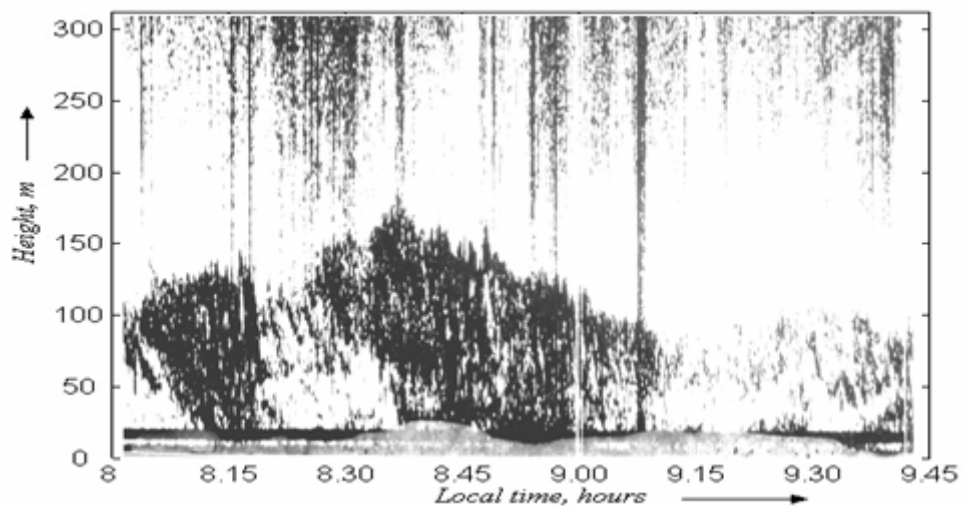


Рисунок 3.9 – Лунаграма приземної інверсії температури

На рис. 3.10 наведений запис луна-сигналів, отриманий в умовах добре прогрітої поверхні, що підстилає. На записі спостерігаються квазіперіодичні вертикально орієнтовані області луна-сигналів, згруповані в кластери. Такий стан можна вважати в деякому змісті альтернативним стосовно вище розглянутих випадків. Зсув вітру спостерігається тільки в безпосередній близькості від поверхні, що підстилає, у шарі $h = 1$ м висотою в зоні відкритої місцевості (злітної смуги).

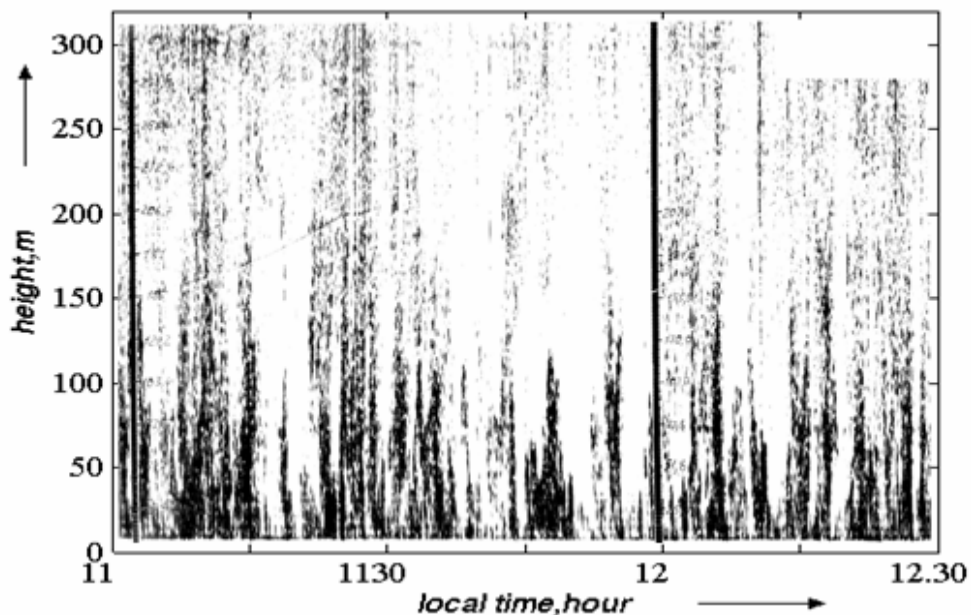


Рисунок 3.10 – Лунаграма приземної конвекції

Профіль горизонтальної складової швидкості вітру в цьому випадку слабо залежить від висоти при $h > 1\text{ м}$. Однак у цьому випадку варто враховувати виникнення вертикальних потоків тепла обумовлених підйомом турбулентних молів, що одержали тепло від нагрітої поверхні Землі. Швидкість w підйому турбулентного моля визначається різницею температур навколишнього повітря й властиво турбулентного моля й тому істотно залежить від типу поверхні, що підстилає, середнього значення горизонтальної складової швидкості вітру, інтенсивності сонячної радіації, характеру хмарності й може становити $w = [0,5 \div 3]\text{ м/с}$ величину. Метод виміру величини w за даними акустичного зондування розглянутий у роботах [79]–[81]. Аналіз описів результатів акустичного зондування атмосфери показує, що в кожному з розглянутих випадків спостерігається істотна мінливість параметрів руху повітря в нижньому шарі атмосфери на інтервалах часу в кілька хвилин.

Моделі вертикальних профілів швидкості вітру значно розрізняються для кожного з розглянутих термодинамічних процесів. Отже, для адекватного застосування моделей необхідно виявляти тип термодинамічного стану атмосфери на даний момент часу. На кожному із записів акустичного зондування

присутні темні вертикальні смуги, які особливо явно проглядаються у верхній частині зображень. Ці сигнали обумовлені акустичними завадами. Їхні характеристики та причини виникнення розглянуті в роботах [82]–[84]. Тут необхідно відзначити, що їхнє виникнення носить випадковий характер і в середньому їхню інтенсивність перевершує інтенсивність корисних сигналів. Ця обставина накладає обмеження на вірогідність результатів виміру швидкості вітру, отриманих акустичними системами на основі доплерівського аналізу частоти луна-сигналів. Аналіз наведених ехограм також показує, що всі істотні для рефракційних ефектів стани атмосфери можуть бути ідентифіковані по розпізнаванню просторово-часових структур луна-сигналів, відображуваними ехограмами. Однак для реалізації такого підходу необхідно провести розробку методів параметризації й розпізнавання ехограм.

Використання метеорологічної інформації, отриманої за допомогою акустичного зондування атмосфери, для розрахунку скривлення траєкторії поширення акустичних променів може дозволити зменшити похибки визначення координат виявлення БПЛА.

3.2 Експериментальні дослідження акустичних коливань малих БПЛА

3.2.1 Дослідження звукових коливань фізичної моделі БПЛА

Експериментальна установка для досліджень (рис. 3.11) складається з вимірювального конденсаторного мікрофону (1), встановленого у фокусі параболічного відбивача (2) зі звукопоглинаючою блендою (3). Вихід мікрофона підключений до входу каліброваного підсилювача (4) з набором октавних фільтрів, сигнал з якого подається на зовнішню звукову карту (5) (Behringer U-Phoria UM2 персонального комп'ютера (ПК)). Фізична модель квадрокоптера (6) містить електродвигуновий пристрій з блоком керування та акумулятор електроживлення.



Рисунок 3.11 – Експериментальна акустична установка

Звуковий електричний сигнал (далі для спрощення слово «сигнал» вважається «електричним сигналом») перетворюється у звуковій карті до цифрової форми з частотою дискретизації 48 кГц та розрядністю 24 біта та подається на USB інтерфейс ПК. Для обробки інформації використовуються стандартні програмні пакети Sound Forge та Audacity. Експерименти проводилися як з фізичною моделлю БПЛА в акустичній студії (АС), так і з реальними БПЛА в умовах міста, у внутрішньому дворі ХНУРЕ. Мінімальне відношення сигнал/шум у записах, які оброблялись, складало відповідно 40 та 20 дБ при рівнях звукових коливань 60...90 дБ.

На рис. 3.12 наведений запис в АС звукових коливань фізичної моделі квадрокоптера. Форма сигналу свідчить про його випадковий характер, що був відображений у математичної моделі (3.1). Реалізації сигналу для аналізу містили 8192 відліків сигналу. Інтерпретація часового представлення звуку квадрокоптера малоінформативна, оскільки форма сигналу тільки нагадує реалізацію

випадкового процесу, та малоефективна тому, що амплітудні значення мало придатні для побудови систем автоматичного виявлення БПЛА [85]–[87].

Нормована автокореляційна функція (АКФ) сигналу (рис. 3.13) має малий інтервал кореляції, що підтверджує випадковий характер звукового сигналу. Коливальний характер АКФ показує, що в сигналі існує статистична надмірність, яку треба зменшити для скорочення інформаційного опису сигналу [88]–[91].

Спектральна щільність потоку потужності звукового сигналу (рис. 3.14) розраховувалась згідно формули (3.2) зі згладжуванням прямокутною ваговою функцією. Представлення звукового сигналу у частотній області дає ряд переваг. По-перше, вдвічі скорочується кількість інформаційних відліків, що зменшує інформаційний об'єм сигналу; по-друге, перетворення Фур'є здійснює представлення сигналу в ортогональному тригонометричному базисі, що дозволяє виявити в сигналі найбільш інформативні мало корельовані признаки, це у свою чергу дозволяє ще більш зменшити інформаційний об'єм сигналу та відкриває простір для побудови систем розпізнавання БПЛА у реальному часі. Аналіз спектра показує, що він вже містить характерні для БПЛА гармонічні складові, частота яких кратна частоті обертання гвинта. Для квадрокоптера із-за розсинхронізації гвинтів спостерігається розподіл спектральних максимумів, їх кількість відповідає числу гвинтів апарата, а в діапазоні 2...6 кГц існує характерна область рівномірного шуму, що обумовлений конструкцією двигунної установки та самого БПЛА.

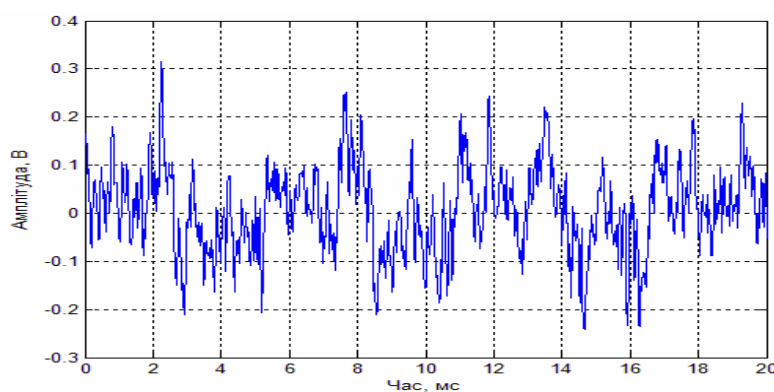


Рисунок 3.12 – Електрична форма звукових коливань моделі квадрокоптера

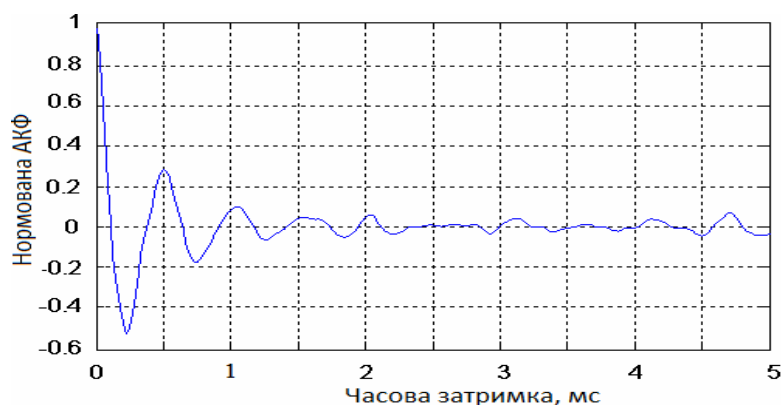


Рисунок 3.13–АКФ звукових коливань моделі квадрокоптера.

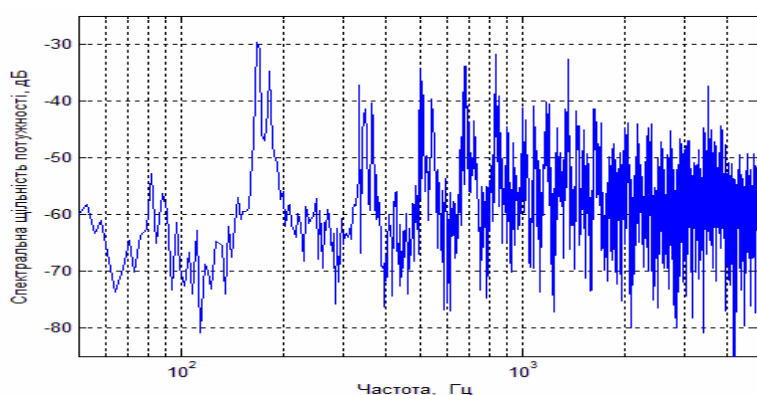


Рисунок 3.14 – Спектр звукових коливань моделі квадрокоптера.

3.2.2 Дослідження звукових коливань малих БПЛА

Були досліджені звукові коливання квадрокоптера DJI Phantom 2 та моноплана Skywalker Falcon 1340 mm EPO Fluing Wing. Акустичні вимірювання сигналів квадрокоптера були проведені у режимах підйому над акустичною антеною експериментальної акустичної установки, що наведена в п. 3.1.1, баражуванню на висоті 50 м з подальшою посадкою. На рисунку 3.15 подано часову реалізацію запису акустичних коливань квадрокоптера тривалістю 20 мс на етапі баражування, а на рисунку 3.16 – нормована автокореляційна функція (АКФ) для даної реалізації. Звуковий сигнал квадрокоптера містить періодичні коливання гвинта. Основний період для гвинта з N лопатями при кутовій швидкості його обертання Ω визначається виразом [92]–[94]

$$T = 2\pi/N\Omega$$

На рисунку 3.17 показано амплітудний спектр звукового сигналу квадрокоптера, отриманий шляхом БПФ часової реалізації з 8192 відліками без накопичування. Спектр сигналу має багатокомпонентну гармонічну структуру, частоти гармонічних складових є кратні числа. Аналіз великої кількості реалізацій показує, що впевнено виявляються, особливо за наявності часового накопичення, гармоніки з частотами до 10 кГц. Амплітуди та фази гармонік є випадковими навіть при відсутності руху квадрокоптера. Це пояснюється деякою різницею режимів роботи двигунів у процесі компенсації автоматикою БПЛА вітрового впливу. Даний фактор також веде до деякого розширення спектральних ліній.

Динаміка роботи системи компенсації вітрових збурень квадрокоптера добре помітна у частотно-часовій області. На рисунку 3.18 наведено спектрограму сегмента звукового сигналу тривалістю 12 с.

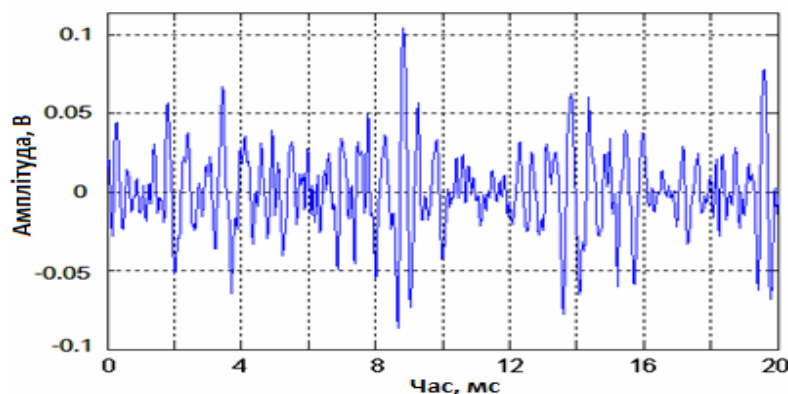


Рисунок 3.15 – Звуковий сигнал квадрокоптера при його баражуванні

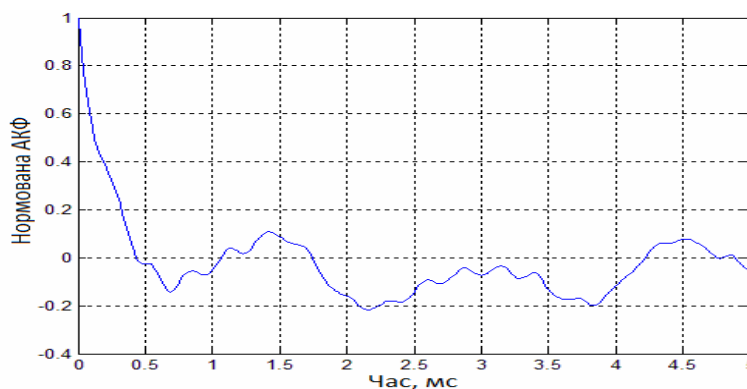


Рисунок 3.16 – АКФ звукового сигналу квадрокоптера при його баражуванні

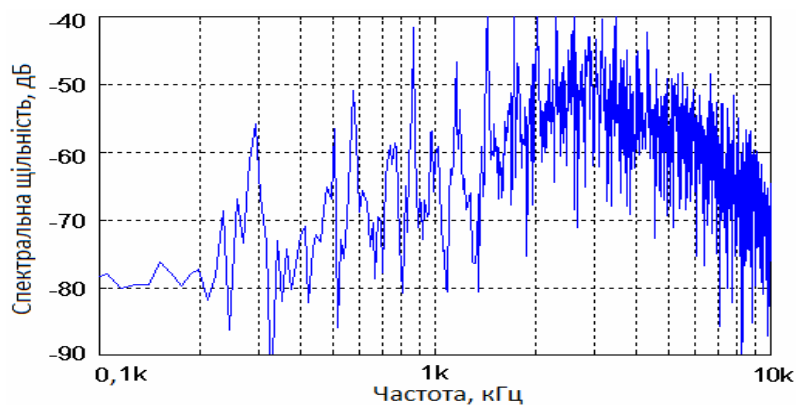


Рисунок 3.17 – Спектр звукового сигналу квадрокоптера при його баражуванні

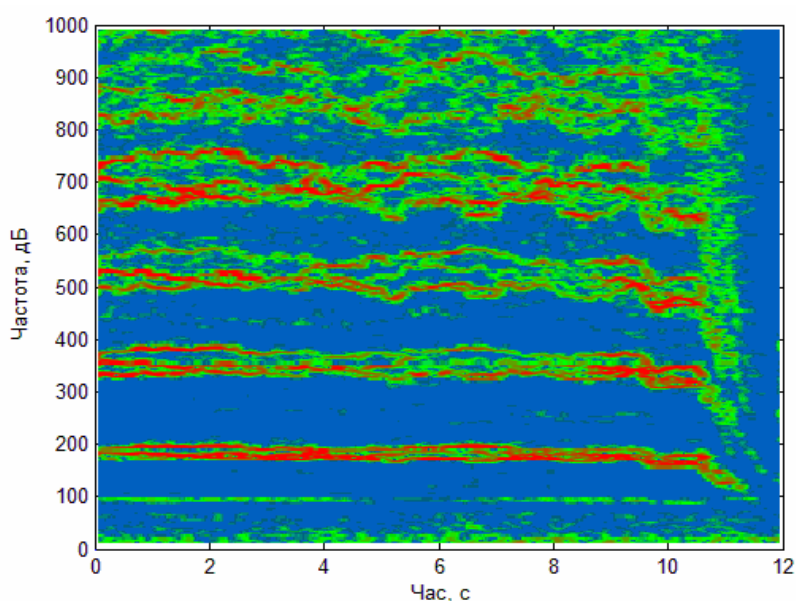


Рисунок 3.18 – Часова залежність спектру звукових сигналів квадрокоптера

У режимі активного компенсування вітру спектральні максимуми розділяються, їх кількість відповідає числу двигунів апарата. Останні 2 с на спектрограмі відповідні етапу посадки квадрокоптера зі зменшенням частоти обертання двигунів.

На рис. 3.19 показані псевдофазові портрети двох реалізацій звукових сигналів квадрокоптера. Вони вказують на залежність наступного значення сигналу $Y = s(t + \Delta)$ від попереднього $X = s(t)$.

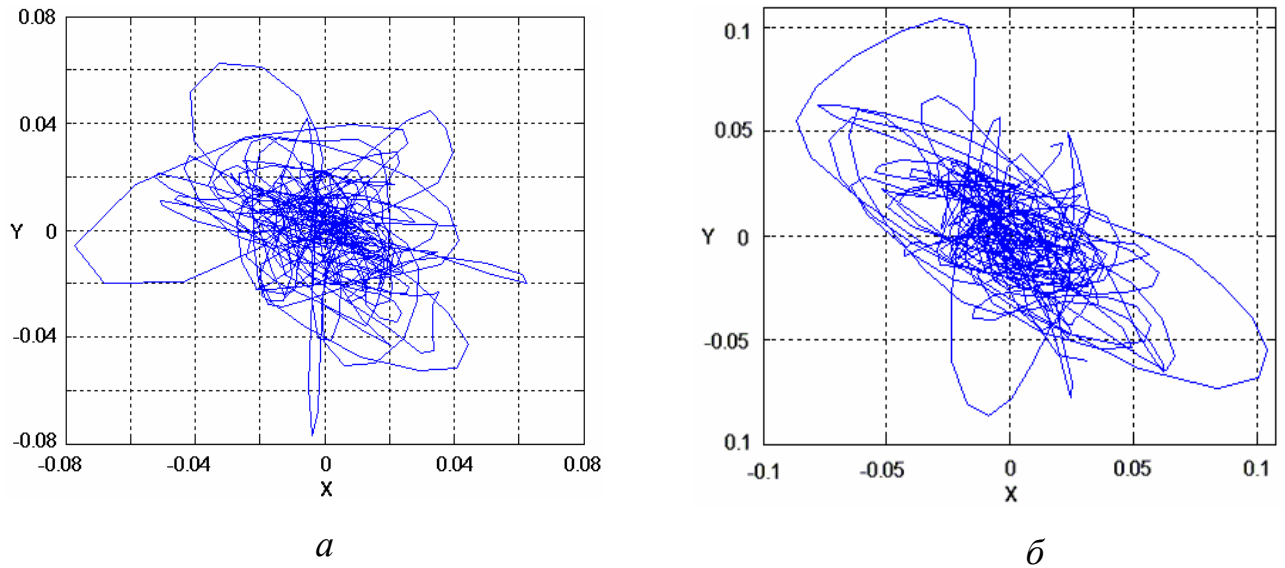


Рисунок 3.19 – Псевдофазові портрети звукових сигналів

Часовий зсув Δ обирався після аналізу АКФ та відповідав її основному періоду. Очевидно, що отримані псевдофазові портрети не відповідають уявленням про класичні аттрактори, тому для виявлення їх природи необхідно виконати додатковий аналіз.

Вимірювання для моноплана проводились у режимі прольоту над акустичною антеною на висоті біля 20 м. На рисунку 3.19 показана часова реалізація запису акустичного сигналу моноплана, а на рисунку 3.20 – її нормована АКФ.

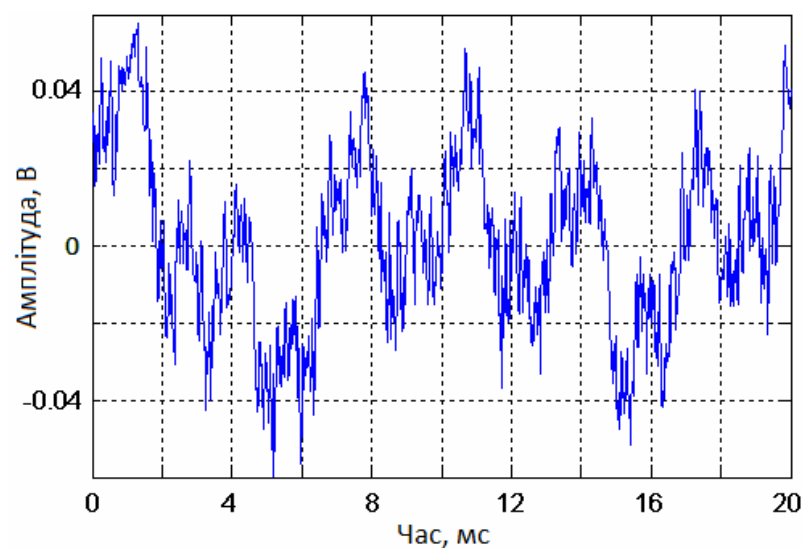


Рисунок 3.19 – Часова реалізація запису акустичних коливань моноплана

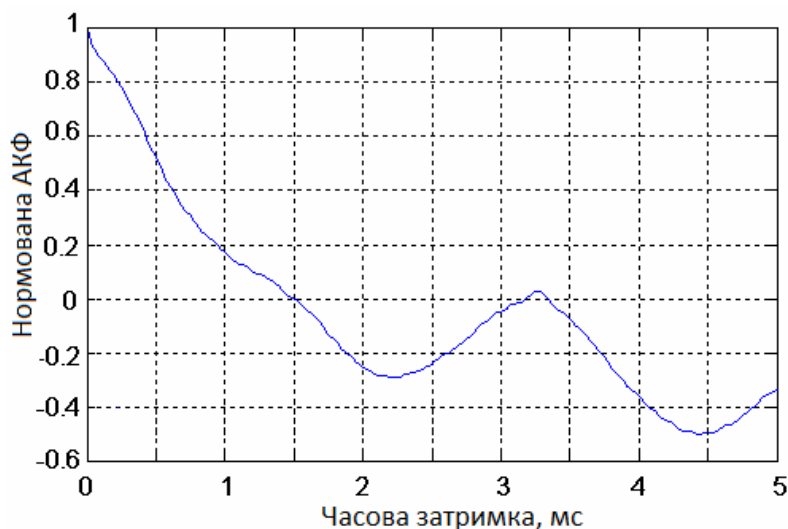


Рисунок 3.20 – АКФ реалізації запису звукових коливань моноплана

У даному запису, на відміну від записів звукових коливань квадрокоптера, присутня помітна низькочастотна складова на частотах до 200.....250 Гц. Поява цієї складової викликана «задуванням» вітру у мікрофон вимірювальної установки. Це свідчить про необхідність застосування спеціального захисту мікрофона від вітру та низькочастотної фільтрації під час побудови систем виявлення БПЛА.

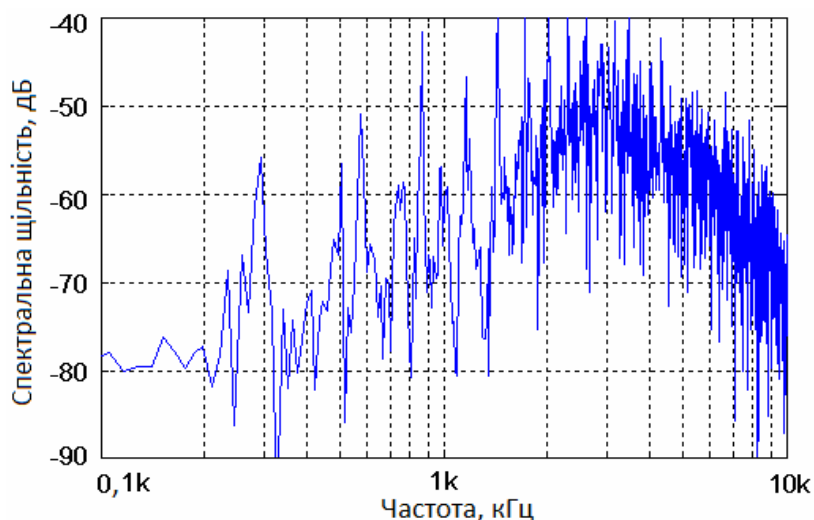


Рисунок 3.21 – Спектр звукового сигналу моноплана

Спектр звукового сигналу моноплана (рис. 3.21) також має у своєму складі велику кількість гармонік аж до частот 8...10 кГц. Спектральні лінії, на відміну від

квадрокоптера, вузькі, що пояснюється наявністю одного двигуна у силовій установці. Співвідношення між амплітудами гармонік менш змінюється у часі, ніж у випадку квадрокоптера, а зміна частоти обумовлена сукупною дією двох факторів – доплерівським ефектом та зміною режиму двигуна, що підтверджується також іншими роботами [95]–[97].

На рис. 3.22 показано спектрограму звукового сигналу моноплану для сегмента довжиною 4,5 с. Даний запис отримано для випадку пікірування у точку над мікрофонним пристроєм на висоті біля 10 м (часовий інтервал 1,8...2,4 с), з наступним вирівнюванням і переходом у горизонтальний політ.

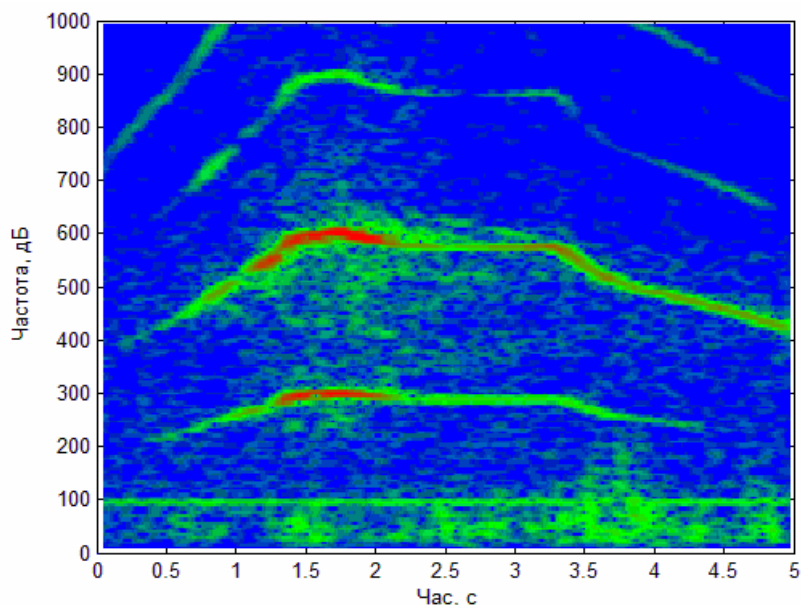


Рисунок 3.22 – Часова залежність спектру звукових сигналів моноплану

Оскільки у даному сеансі режим двигуна лишався незмінним, синхронна зміна частот гармонік акустичного сигналу моноплану викликана ефектом Доплера при прольоті над акустичною антеною. При акустичному спостереженні моноплану під малими кутами до напрямку руху структура спектру досить постійна, що надає можливість застосовувати часове накопичення на тривалих інтервалах.

Висновки за розділом 3

1. Основним результатом підрозділу 3.1 є обґрунтування доцільності розвитку методів і засобів акустичного зондування атмосфери з метою ідентифікації типу поточного термодинамічного стану атмосфери й розрахунку параметрів руху атмосферного повітря по моделях, адекватним даному стану атмосфери. Також показано, що, використовуючи зазначений підхід, можуть бути відновлені й профілі температури повітря в приземному шарі атмосфери й, отже, отримана інформація для розрахунку скривлення траєкторії поширення акустичних променів. Важливим висновком є обґрунтування необхідності моніторингу турбулентних процесів у нижній атмосфері в реальному масштабі часу з метою відстеження поточних змін параметрів рефракції, також обґрунтована можливість рішення цього завдання за допомогою методів і засобів акустичного зондування.

2. Використання метеорологічної інформації, отриманої за допомогою акустичного зондування атмосфери, для розрахунку скривлення траєкторії поширення акустичних променів може дозволити зменшити похибки визначення координат виявлення БПЛА.

3. Експериментальне дослідження звукових сигналів квадрокоптера та моноплана показало, що їхні спектри мають чітко виражені гармонічні складові з частотами, кратними частоті обертання гвинта. Спектральні складові звукового сигналу квадрокоптера ширші, ніж у моноплана, що пояснюється деякою різницею у режимах роботи двигунів у процесі руху або при роботі системи компенсації вітрових збурень. За великої різниці режимів двигунів квадрокоптера спектральні максимуми поділяються на декілька, що може бути однією з ознак для класифікації БПЛА. В звукових сигналах досліджених БПЛА при наявності накопичення спектрів впевнено спостережуються гармоніки з частотами до 8...10 кГц. При акустичному спостереженні БПЛА літакоподібного типу під малими кутами до напрямку руху структура спектру достатньо постійна, що надає можливість застосовувати часове накопичення на довгих інтервалах.

4 ТЕХНІЧНІ РІШЕННЯ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СИСТЕМИ ПЕРВИННОЇ ОБРОБКИ ШИРОКОСМУГОВИХ АКУСТИЧНИХ СИГНАЛІВ БПЛА В УМОВАХ ДІЇ АКУСТИЧНИХ ШУМОВИХ ЗАВАД ДЛЯ АКУСТИЧНОЇ ЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ ВИЯВЛЕННЯ БПЛА

Дослідженню характеристик сигналів звукового випромінювання БПЛА з метою їх використання у системах виявлення БПЛА присвячена значна кількість робіт як вітчизняних [87], [98]–[101], так і закордонних [102]–[104] дослідників. У цих роботах для аналізу акустичних сигналів використовують їх представлення в частотній (за допомогою перетворення Фур'є) або частотно-часовій (з використанням спектрограм) областях. У попередньому розділі (див. підрозділ 3.2) наведені результати експериментального дослідження звукового випромінювання сигналів квадрокоптера та моноплана, які показали, що їхні спектри мають чітко виражені гармонічні складові з частотами, кратними частоті обертання гвинта. Оскільки прийом звукових сигналів у більшості практично важливих випадків проводять на фоні шумів, розробка стійких алгоритмів виявлення звукового випромінювання БПЛА є досить актуальним завданням [105]–[106].

4.1 Особливості акустичного випромінювання БПЛА і супутніх сигналів та їх спектральний аналіз

4.1.1 Особливості акустичного випромінювання БПЛА та супутніх сигналів

Для розроблення алгоритмів виявлення та розпізнавання виконані вимірювання спектральної щільності потужності (СЩП) акустичного випромінювання (АВ) БПЛА (див. підрозділ 3.2). Типова реалізація СЩП АВ квадрокоптера складається з вузькосмугових спектральних складових основного

тону, його гармонік та широкосмугової шумової складової, яка обумовлена зривом турбулентного потоку повітря з гвинтів та конструкцією БПЛА (рис. 3.14; рис. 3.17).

Аналіз СЩП різних моделей малорозмірних БПЛА, здатних нести корисний вантаж, наприклад, у вигляді професійної відеокамери, показав, що частота основного тону АВ БПЛА знаходиться у межах від 90 до 240 Гц. Кількість гармонік основного тону АВ БПЛА – від 10 до 40, та зі зростом відстані до БПЛА, через поглинання звуку у атмосфері, високочастотні гармоніки суттєво послабляються до рівня фонових шумів і не можуть бути обробленими. Тому для обробки використовуються від 2-х до 8-ми гармонік основного тону АВ БПЛА.

По-перше, необхідно визначити ознаки розпізнавання сигналів. Ознаки мають достатньо повно нести інформацію про сигнали. На вибір ознак накладається умова простоти у розрахунку, алгоритмічність, малий обсяг обчислень. Вирішальне правило для вибраних ознак має бути ефективним. По-друге, на етапі навчання розраховується бібліотека ознак для кожного класу об'єктів, які розпізнаються, у реальних умовах роботи. До таких умов відносяться: загасання сигналу при віддаленні об'єкта, наявність шумів оточуючого середовища, завад від різних об'єктів. По-третє, для оцінки ефективності способу розпізнавання, необхідно на етапі розпізнавання реальних об'єктів або їх стохастичних імітаційних моделей визначити імовірність правильного розпізнавання.

При розробці алгоритмів виявлення та розпізнавання БПЛА важливу роль мають характеристики природних шумів. На рисунку 4.1 наведено приклад згладженої реалізації СЩП природних шумів, яка залежить від ряду параметрів, що відображають стан приземного шару атмосфери на час проведення вимірювань.

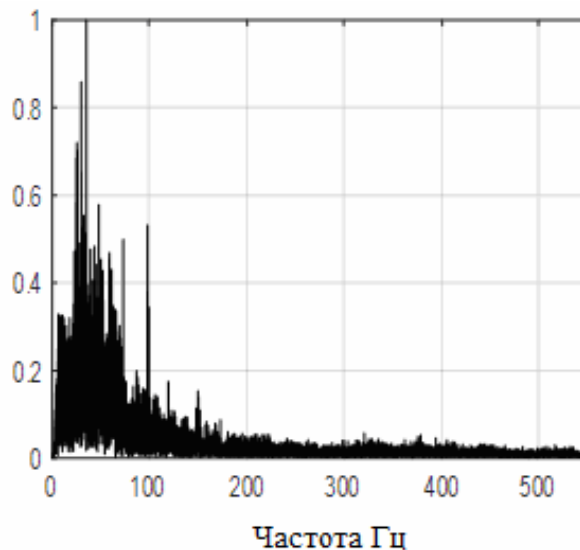


Рисунок 4.1 – СЩП природних атмосферних шумів.

СЩП природних атмосферних шумів добре апроксимується функцією логарифмічно-нормального закону розподілення

$$S(f) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}f} e^{-\frac{(\ln(\alpha f) - \ln a)^2}{2\sigma^2}}, \quad (4.1)$$

де f – частота;

σ – середнє квадратичний відхил;

a – середнє значення.

СЩП, яка характеризує АВ БПЛА (рис. 3.1), має обвідну, що може бути описана поліномами високих степенів. Таким чином, відрізнити СЩП АВ БПЛА від СЩП природних атмосферних шумів можна за результатами аналізу співставлення маски шаблону природних атмосферних шумів з СЩП, що аналізується. Відчутну проблему при виявленні та розпізнаванні АВ БПЛА створюють шуми бензинових і дизельних автомобільних двигунів, трамваїв, залізничного транспорту, голоси людей та тварин. Типові реалізації СЩП шумів автомобільного дизельного і бензинового двигунів подано на рисунку 4.2.

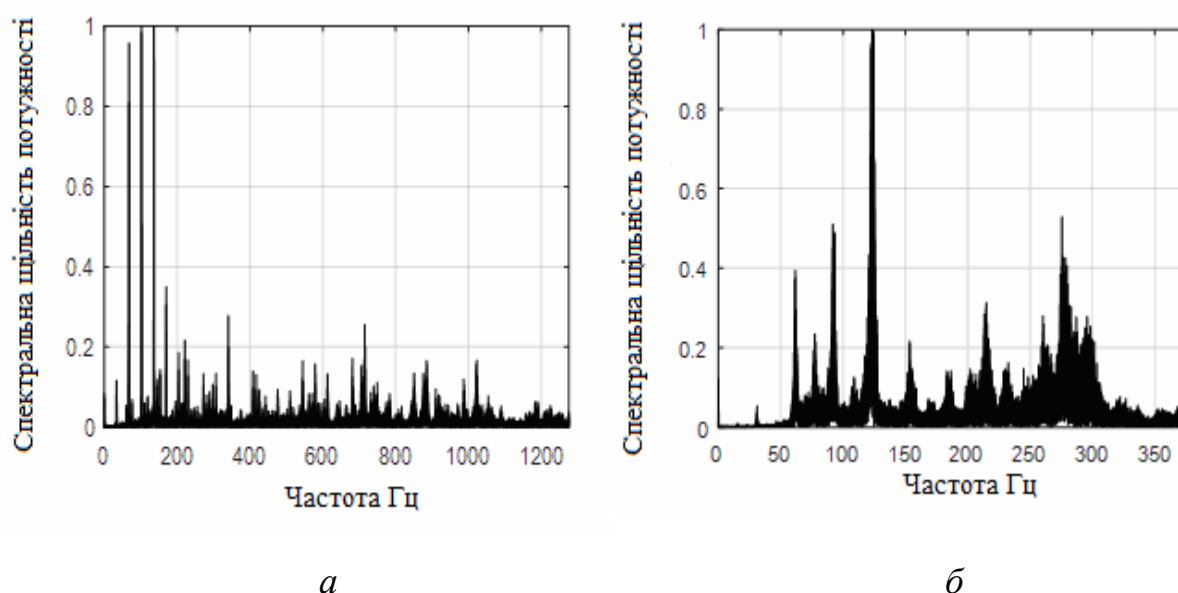


Рисунок 4.2 – Типові СПЩ шумів автомобільних двигунів.

(*a* – дизельні двигуни; *б* – бензинові двигуни)

СПЩ шумів автомобільних двигунів мають характер, схожий на СПМ БПЛА. Частота основного тона АВ автомобільних двигунів суттєво менша частоти обертання авіаційних двигунів та знаходиться у межах від 40 до 80 Гц, тому відрізнити їх від АВ БПЛА можна за більш низькою частотою основного тона, що є характерною відрізняючою ознакою.

Аналіз звукозаписів мови людини показав що СПЩ багатьох мовних сигналів мають схожий характер з СПЩ БПЛА, при цьому частота основного тона, як правило, знаходиться у діапазоні вище 200 Гц з вірогідністю 98% [107], що може слугувати ознакою відмінності мовного сигналу від сигналу АВ БПЛА.

Вагомим параметром сигналу АВ БПЛА є час стаціонарності, оскільки цей параметр визначає можливу максимальну довжину сегмента при реалізації алгоритмів виявлення та розпізнавання. Сигнал АВ БПЛА розбивається на сегменти фіксованої довжини, яка не перевищує тривалість інтервалу стаціонарності, в межах якої очікується незмінність середнього значення, дисперсії та частотної структури сигналу. На великих інтервалах часу АВ БПЛА є нестаціонарним, однак через інерційність механічних вузлів гвинтомоторної групи БПЛА в межах деякого проміжку часу його акустичні характеристики практично не змінюються. На рисунку 3.17 наведено сонограму акустичного

сигналу, отриману у час пілотажу БПЛА DJI Phantom 3, з якої видно, що стаціонарність сигналу зберігається на інтервалах тривалістю більш 1 секунди.

Додатковим критерієм відмінності мовних сигналів і сигналів АВ БПЛА є різний час стаціонарності. У роботі [107] показано, що максимальна тривалість фонем мовних сигналів не перевищує 345 мс. Зі зміною фонемі змінюються її спектральні характеристики.

4.1.2 Спектральні характеристики звукового образу БПЛА

Звукові коливання, які приймаються пасивним содаром, перетворюються у електричний сигнал, який уявляє собою реалізацію широкосмугового випадкового процесу, опис якого надається енергетичним спектром. Тому інформаційними ознаками звукового образу БПЛА можуть слугувати оцінки спектральних коефіцієнтів, які визначаються по дискретній реалізації S , яка містить N відліків, згідно виразу (3.2). Згладжування отриманого ансамблю спектральних коефіцієнтів ваговою функцією забезпечує спроможність оцінок та фізично надає характерну структуру спектра, що містить явно виражені гармонічні складові — шум пропелера (пропелерів), а також посередині інтервалу звукових частот плавно зростаючу та спадаючу шумову складову — шум усього літального апарату. Ця структура відрізняє звуковий образ одного БПЛА від другого та від звукових образів інших об'єктів, природного акустичного шуму і завод.

Аналіз СЦП різних моделей малорозмірних БПЛА, здатних нести корисне навантаження, наприклад, у вигляді професійної відеокамери, показав, що частота основного тону АВ БПЛА знаходиться в межах від 90 до 240 Гц. Кількість гармонік основного тону АВ БПЛА – від 10 до 40, але зі збільшенням відстані до БПЛА, через поглинання звуку в атмосфері, високочастотні гармоніки істотно послаблюються до рівня фонових шумів і не можуть бути оброблені. Тому для обробки використовується від 2-х до 8-ми гармонік основного тону АВ БПЛА.

Наведені вище характерні ознаки СЦП АВ БПЛА використовувалися для розробки алгоритму виявлення АВ, а також розпізнавання типу БПЛА. Перед розробкою алгоритму і його програмної реалізації була розроблена математична модель акустичного сигналу з частотою основного тону від 80 до 240 Гц та вісьмома гармоніками цього сигналу. До сигналу додавалась шумова складова. При обчисленні СЦП використовувалися такі методи:

- швидке перетворення Фур'є;
- періодограмний метод у сукупності з використанням спектральних вікон Ханна, Хемінга, Кайзера;
- коваріаційний метод;
- модифікований коваріаційний метод;
- MUSIC.

Результати моделювання у Matlab показали неефективність коваріаційного, модифікованого коваріаційного методів та метода MUSIC для аналізу АВ БПЛА. Для цього висновку є такі причини.

1) Навіть при значних відношеннях сигнал/шум порядку 20 дБ в коваріаційному, модифікованому коваріаційному методах та в методі MUSIC потрібно розраховувати не менш ніж 350 коефіцієнтів для обчислення СЦП, щоб частоти максимумів відповідали істинному положенню гармонік.

2) При відношенні сигнал/шум нижче 12 дБ положення максимумів СЦП зміщується на (5...50%) відносно істинного положення цих максимумів.

3) Спостерігається згладжування спектральних максимумів старших гармонік.

4) Час розрахунку коефіцієнтів в порівнянні з періодограмним методом вище у 10...100 разів.

Таким чином автори звіту зробили висновок, що використання коваріаційного, модифікованого коваріаційного методів та метода MUSIC недоцільно при спектральному аналізі АВ БПЛА.

Дослідження ефективності періодограмного метода для спектрального аналізу АВ БПЛА дало такі результати.

- 1) Метод дозволяє виконувати спектральну обробку сигналу у реальному часі на ПК з процесором типу Celeron або Rasberri PI3;
- 2) Серед проаналізованих спектральних вагових вікон найбільшу ефективність показали вікна Хемінга та трикутне. На рисунку 4.3 наведено СЦП ЗВ DJI Phantom 3, що знаходився на відстані 40 м від приймальної апаратури. При обчисленні використовувалося вікно Хеммінга.

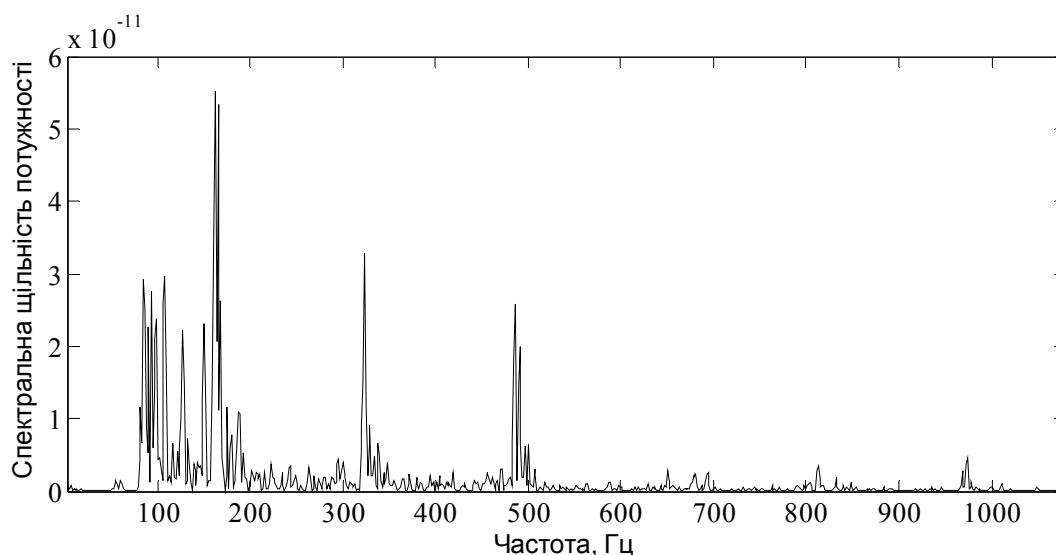


Рисунок 4.3 –СЦП АВ DJI Phantom 3

- 3) При згладжуванні слід використовувати фільтр ковзного середнього з довжиною вікна 15-20 відліків.
- 4) Характерні особливості в спектрі ЗВ БПЛА зберігаються на відстанях до 60 м при польоті на висотах 2-5 м, та до 100м при висоті польоту 10-20 м. Ці відстані слід вважати межею виявлення БПЛА.
- 5) Кількість гармонік основного тону на відстанях більше 40м – 2-3шт.
- 6) Спектральні оцінки положення максимумів не зміщені.

Таким чином, можна зробити висновок, що використання періодограмного метода найбільш доцільно при спектральному аналізі АВ.

На рисунках 3.17 та 3.22 наведені спектри АВ відповідно для квадрокоптера та моноплана отримані під час їх пілотажу. Вони показують, що стаціонарність сигналу зберігається на інтервалах довжиною понад 1 секунди.

Згідно методу [105] СЦП обчислюється не по реалізації сигналу, а по першій, другій, третій і т.д. АКФ реалізації сигналу. Завдяки цьому методу

вдається істотно підвищити відношення сигнал/шум при обробці сигналу. На рисунку 4.4 наведена СЦП, що обчислена по першій автокореляційній функції. Вона відповідає пілотажу БПЛА DJI Phantom 3 на відстані 40 м.

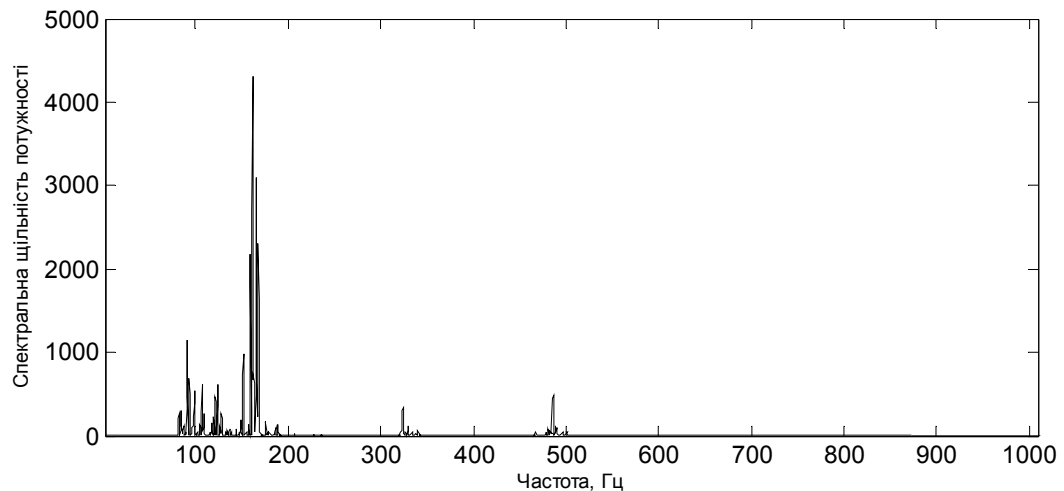


Рисунок 4.4 –СЦП АКФ ЗВ DJI Phantom 3

Аналіз СЦП, що обчислювалися за першою автокореляційною функцією, дозволив зробити такі висновки:

- 1) метод ефективний для обробки АВ БПЛА на відстанях пілотажу до 80 м при висоті 2-4 м та до 100м при висоті польоту 10-20 м;
- 2) метод дозволяє позбавитися впливу нестационарних шумів та завад;
- 3) кількість обчислювань неістотно збільшується, обробка сигналу можлива у реальному часі.

4.2 Описи алгоритмів, структур, функціональних схем системи первинної обробки

4.2.1 Алгоритм виявлення БПЛА методом спектральних ознак АКФ

При виявленні АВ БПЛА вирішуються наступні задачі:

– розрізнення природних шумів та АВ БПЛА;

- забезпечення ефективної боротьби з зовнішніми джерелами звукових завад, які мають спектральні характеристики, схожі з характеристиками БПЛА;
- незалежність прийняття рішень від моделі БПЛА та режиму його польоту.

На базі аналізу АВ БПЛА, шумів міського транспорту, мовних сигналів, шумів природного оточуючого середовища розроблено алгоритм виявлення АВ БПЛА, який складається з декількох етапів.

На першому етапі обробки здійснюється фільтрація сигналу з виходу мікрофона фільтром високих частот для усунення впливу низькочастотних завад.

На другому етапі виконуються дискретизація сигналу з частотою F_d і сегментація послідовності відліків X_i з довжиною сегмента N відліків

$$X_i, i=0 \dots N-1.$$

На третьому етапі обчислюється автокореляційна функція $B(j)$ дискретизованого сегмента

$$B(j) = \sum_{i=0}^j X_i \cdot X_{N-i-1}, j = 0 \dots 2N - 1 \quad (4.2)$$

На четвертому етапі обчислюється БПФ від автокореляційної функції кожного сегмента. Як показано у роботі [105], обчислення БПФ від першої, другої і так далі АКФ дозволяє підвищити відношення сигнал/шум при виділенні гармонічного сигналу на фоні шумів. Додатково виконується згладжування СЦП $S(f)$ фільтром ковзного середнього з довжиною вікна $\tau = 15-20$ відліків

$$\overline{S(F)} = \frac{1}{\tau} \sum_{f=F}^{F+\tau-1} S(f), \quad (4.3)$$

де F – номер частотної дискрети після згладжування, $F = 0 \dots 2N$.

Згладжування дозволяє спростити подальший пошук максимумів СЦП.

На п'ятому етапі здійснюється пошук усіх локальних максимумів спектру у межах 80 Гц – 3 кГц та обчислення глобальних максимумів і мінімумів СЦП.

На шостому етапі обчислюються частоти основного тону, здійснюється перевірка наявності не менше двох гармонік основного тону з граничним відхиленням частот не більш 6% від частот, кратних основному тону. В разі

дотримання цих вимог проводяться додаткові перевірки на ідентичність СЦП природним шумам та мовним звукам. При аналізі ідентичності СЦП природним шумам СЦП апроксимується згідно виразу (4.1). Надалі обчислюються відхилення абсолютних значень локальних максимумів та мінімумів СЦП кривої, що апроксимує. При відносній похибці апроксимації не вище 10 % будемо відносити шуми до природних.

Для аналізу ідентичності СЦП мовним сигналам використовується об'єднання поточного сегмента, який обробляється, з наступним у єдиний сегмент довжиною $2N$ відліків. Отриманий масив розбивається на три нових сегмента і для пар 1-2, 2-3, 3-4 обчислюються взаємкореляційні функції. Для кожної з них повторюються етапи 4-6 даного алгоритму. Обчислювання СЦП по взаємкореляційній функції дозволяє виявляти у спектрі періодичні складові сигналу згідно [105]. БПЛА вважається виявленим, якщо частоти основного тону і гармонік основного тону первинного сегменту звукового сигналу, що обробляється, співпадають з отриманими на базі аналізу СЦП взаємкореляційних функцій. Алгоритм виявлення БПЛА методом спектральних ознак АКФ наведений у додатку А на рисунку А.1.

4.2.2 Виявлення та розпізнавання БПЛА методом мел-кепстральних коефіцієнтів

У системах автоматичного розпізнавання звукового випромінювання технічних засобів виділяють три етапи: виділення інформаційних ознак, навчання і розпізнавання. На першому етапі з вихідного звукового сигналу виділяють вектор ознак, який є компактним описом акустичних характеристик сигналу, достатніх для розпізнавання. Навчання передбачає отримання набору еталонних векторів ознак АВ для ряду моделей БПЛА і типових режимів роботи гвинтомоторної групи, умов польоту та характеру місцевості. Для розпізнавання провадиться порівняння поточного вектора ознак з еталонними векторами ознак, які зберігаються у системі, за одним з правил прийняття рішення.

Для розпізнавання акустичного випромінювання використовується метод мел-кепстральних коефіцієнтів (Mel-Frequency Cepstral Coefficients – MFCC), який набув широке поширення у системах розпізнавання мови та в області діагностики технічних систем [107]–[108]. Перевага цього методу пояснюється незалежністю отриманого вектору ознак звукового випромінювання БПЛА від довжини вихідного фрагменту сигналу, який обробляється, його відносно невеликим розміром та врахуванням розкиду характеристик АВ об'єкту, що досліджується.

Для зниження впливу зовнішніх антропогенних шумів сигнал обробляється цифровим фільтром верхніх частот. Надалі послідовність відліків сигналу розбивається на сегменти, протяжність яких менше часу стаціонарності звукового випромінювання БПЛА. У межах сегменту здійснюється нормалізація записаного сигналу. На рівень звукового сигналу, який записується, впливає цілий ряд факторів: режим роботи двигунів, їхня кількість, віддаленість від мікрофону, ракурс літального апарату, погодні умови. Застосування нормалізації дозволяє зменшити розкид рівнів записаного акустичного сигналу для різних умов польоту та спостереження БПЛА.

Після нормалізації вихідний сегмент розбивається на субсегменти, які йдуть з перекриттям 75 % у межах сегменту. Для зниження викривлень при спектральному аналізі, обумовлених кінцевим розміром вибірки, до кожного субсегменту застосовується вагова функція. У якості вагової функції обрано вікно Хеммінга. У подальшому виконується дискретне перетворення Фур'є

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-\frac{2\pi i}{N} kn}, \quad k \in 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.4)$$

$$f = \frac{F_s}{N},$$

де F_s – частота дискретизації сигналу;

k – індекс частоти.

Для підвищення відношення сигнал / шум здійснюється накопичення спектрів у межах сегменту. Сигнал, поданий у частотній області, обробляється набором смугово – пропускаючих фільтрів з трикутною апроксимацією частотних

характеристик. Межі частотної характеристики фільтрів обчислюються за шкалою мел.

Віконна функція для реалізації смугово-пропускаючих фільтрів описується наступним чином [31]

$$H_m[k] = \begin{cases} 0 & k < f[m-1] \\ \frac{(k - f[m-1])}{(f[m] - f[m-1])} & f[m-1] \leq k < f[m] \\ \frac{(f[m+1] - k)}{(f[m+1] - f[m])} & f[m] \leq k \leq f[m+1] \\ 0 & k > f[m+1] \end{cases}, \quad (4.5)$$

де m – номер фільтра, $m \in 1..N_F$;

N_F – кількість смугово-пропускаючих фільтрів.

Енергія сигналу для кожної смуги трикутного вікна у логарифмічному поданні відповідно дорівнює

$$S[m] = \ln \left(\sum_{k=0}^{N-1} |X[k]|^2 H_m[k] \right), \quad m \in 1..N_F, \quad (4.6)$$

де k – номер відліку спектра.

Для зменшення кількості вихідних параметрів та декореляції компонентів застосовується дискретне косинусне перетворення. У результаті отримуємо вектор ознак C , що містить набір мел-частотних коефіцієнтів

$$C[n] = \sum_{m=0}^{N_F-1} S[m] \cos \left(\frac{\pi n \left(m + \frac{1}{2} \right)}{N_F} \right), \quad n \in 1..N_{kk}, \quad (4.7)$$

де N_{kk} – кількість мел-частотних кепстральних коефіцієнтів, що розраховуються.

У результаті обробки сигналу згідно розглянутому вище алгоритму велика кількість відліків звукового випромінювання замінюється на компактний набір мел-частотних кепстральних коефіцієнтів.

При розпізнаванні звукового випромінювання БПЛА здійснюється порівняння його вектора з еталонним вектором ознак, отриманим на етапі навчання. Для прийняття рішень про приналежність вхідного звукового образу, представленого вектором ознак, застосоване вирішальне правило, яке базується на методах кореляційного аналізу. У цьому випадку мірою ступеня близькості

(коефіцієнту подібності) проміж векторами ознак акустичних параметрів вихідного сигналу C та еталонним вектором ознак CE використовується коефіцієнт кореляції проміж координатами точок простору параметрів акустичних характеристик

$$R_{C,CE} = \frac{\text{cov}(C, CE)}{\sqrt{s_C^2 s_{CE}^2}}, \quad (4.8)$$

де $\text{cov}(C, CE)$ – коваріація випадкових величин C та CE ;

s^2 – вибіркові дисперсії випадкових величин C та CE .

4.2.3 Модель авторегресії звукових сигналів від БПЛА у представленні складових векторних випадкових сигналів

Модель авторегресії (АР) ефективно описує випадкові процеси [109]. Коефіцієнти АР несуть повну інформацію про кореляційну функцію та спектральну щільність потужності (СЩП) випадкового процесу. Модель лінійна і задовольняє умові оптимальності. Властивості моделі АР дозволяють визначати різні характеристики моделі, які можуть слугувати ознаками сигналу у задачі розпізнавання випадкових сигналів [110]–[112]. Проводились також дослідження по завадостійкому оцінюванню параметрів моделей лінійного передбачення за наявності завад та шумів [113]–[114].

В залежності від умов вирішення задачі розпізнавання та характеристик сигналів, які розпізнаються, у якості ознак можуть використатися характеристики параметричних АР спектрів або коефіцієнти АР, які несуть всю інформацію про параметричний спектр сигналу. При використанні спектральних ознак розпізнавання на основі перетворення Фур'є необхідно розраховувати кожен спектральний відлік.

В залежності від способу спектрального оцінювання може виникати необхідність також розраховувати значення кореляційних функцій, виділяти пікі спектрів, визначати частоти піків. При цьому часто використовуються числові

методи. Використання ж параметричних методів на основі коефіцієнтів АР суттєво зменшує обсяг обчислень та спрощує розрахунки, оскільки багато обчислень здійснюються за аналітичними формулами.

У деяких випадках розпізнавання сигналів можна здійснювати за допомогою набору АР фільтрів, які налаштовані за коефіцієнтами АР на кожен клас сигналів на етапі навчання. При розпізнаванні контрольний сигнал подається одночасно на усі АР фільтри. Якщо сигнал відноситься до одного з класів сигналів, які розпізнаються, на виході відповідного йому АР фільтра, вихідний сигнал буде мати мінімальну дисперсію.

В основу моделі АР покладена кореляція відліку випадкового процесу у поточний момент часу з деяким кінцевим або нескінченним числом відліків у попередні моменти часу. Кореляційні зв'язки дозволяють здійснити регресію поточного відліку на попередні. Такий вид регресії зветься авторегресією. Будемо вважати, що корельований випадковий процес $x[t]$, стаціонарний з нульовим середнім. У рівнянні АР поточний відлік представляється зваженою сумою попередніх відліків з деякими коефіцієнтами ваги [109]

$$x[t] = \sum_{j=1}^p \Phi[j]x[t-j] + a[t], \quad (4.9)$$

де $\Phi[j]$ - коефіцієнти АР,

$a[t]$ - некорельовані випадкові відліки,

p - порядок моделі АР.

Моделі (4.9) оптимальна, якщо

$$E\{a[t]a[t-i]\} = 0, \quad i > 0,$$

де $E\{\bullet\}$ означає статистичне усереднення.

Умова оптимальності дозволяє отримати рівняння та визначити критерії для визначення параметрів моделі — коефіцієнтів АР і порядку моделі.

Отримаємо рівняння для розрахунку оптимальних оцінок коефіцієнтів АР.

З (4.9) видно, що побудова АР моделі випадкового процесу зводиться до знаходження коефіцієнтів АР та визначенню порядку p . Помноживши праву та

ліву частину (4.9) на $x[t-i]$ і провівши усереднення, можна отримати систему $p+1$ рівнянь Юла-Уокера

$$R[i] - \sum_{j=1}^p \Phi[j]R[j-i] = 0, \quad i = 1, \dots, p. \quad (4.10)$$

Параметрична СЦП АР процесу описується виразом [34]

$$P(f) = \frac{D_a}{\left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi[i]e^{-j2\pi fiT} \right|^2}. \quad (4.11)$$

Звукові сигнали від БПЛА характеризуються стійкою низькочастотною складовою спектра. Сигнал з набором обертонів від БПЛА на малих висотах вироджується у сигнали з одномодовим низькочастотним спектром по мірі збільшення відстані до об'єкту. Щоб отримати адекватну АР модель низькочастотного сигналу необхідно використати високі порядки моделі або модифіковану довгочасову модель АР низькочастотного сигналу. Використання моделі високого порядку у задачах розпізнавання небажано через велику дисперсію коефіцієнтів з великими індексами. Ця обставина знижує точність розпізнавання. Тому переважно використовувати запропоновану довгочасову модель АР [35], яка враховує довгочасову кореляцію сигналу. Більш високочастотні коливання сприймаються нею як широкосмуговий білий шум.

Зупинимось на методі отримання такої АР моделі. Дискретний сигнал будемо розглядати у вигляді векторного випадкового процесу. Випадковий процес можна представити у вигляді послідовності підвекторів \vec{x}_i однакової довжини n з однорідними статистичними властивостями. Тут введено поняття „підвектора“ \vec{x}_i вектора процесу $\vec{x}[t]$. Назвемо такий стаціонарний випадковий процес „складовим векторним випадковим процесом“ (СВВП) [113]. Формула для оцінки кореляційної функції сигналу в СВВП представлення має вигляд

$$R^n[k] = \frac{1}{N - kn} \sum_{i=0}^{N-kn} (x[i]x[i + kn]).$$

При довжині підвектора $n=1$ з цього виразу може бути отримана відома формула оцінки кореляційної функції для стаціонарного випадкового процесу.

Для такого процесу можна також побудувати моделі лінійного передбачення. У таких моделях передбачаються не корельовані відліки, а корельовані підвектори \vec{x}_i . Рівняння для моделі АР випадкового процесу у представленні СВВП має вигляд [114]

$$\vec{x}_i = \sum_{s=1}^p \Phi^n[s] \vec{x}_{i-s} + \vec{a}_i, \quad (4.12)$$

де $\Phi^n[s]$ - коефіцієнти АР СВВП;

p - порядок моделі;

\vec{a}_i - вектори довжиною n відліків білого шуму.

Умова оптимальності моделі АР СВВП полягає у статистичній незалежності підвекторів \vec{a}_i . Для знаходження коефіцієнтів АР векторів процесу помножимо (4.12) на \vec{x}_{i-j} та проведемо усереднення. Опісля нескладних перетворень отримаємо рівняння типу Юла – Уокера для розрахунку параметрів моделі АР СВВП

$$R^n[j] = \sum_{i=1}^p \Phi^n[i] R^n[i-j], \quad j = 1, 2, \dots, p. \quad (4.13)$$

Очевидно, що усі моделі АР випадкових процесів справедливі і для моделі АР СВВП. Так, вираз для параметричної оцінки СЦП має вигляд

$$P^n(f) = \frac{D_a^n}{\left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi^n[i] e^{-j2\pi f k T} \right|^2}. \quad (4.14)$$

Щоб використати у якості ознак не відліки спектрів, а параметри спектральних мод сигналів і тим самим скоротити розмірність простору ознак, будується мультиплікативна модель АР у вигляді $AR_1 \times AR_2 \times \dots \times AR_k$ [35]. Параметри складових моделей AR_i легко обчислюються за коренями характеристичного рівняння моделі АР

$$c^p - \Phi[1]c^{p-1} - \dots - \Phi[p] = \prod_{i=1}^p (c - c[i]) = 0, \quad (4.15)$$

де невідомі $c[i]$ є коренями характеристичного рівняння (4.15), яке легко вирішується у загальному випадку числовими методами. За знайденими коренями знаходяться коефіцієнти моделі АР першого або другого порядку

$$\Phi[1,1] = c[1], \quad (4.16)$$

$$\Phi[2,1] = c[2,1] + c[2,2],$$

$$\Phi[2,2] = -c[2,1]c[2,2],$$

де перший індекс у коефіцієнтів АР и коренів рівняння (4.15) вказує на порядок моделі. У цьому випадку корені рівняння або дійсні або комплексно-пов'язані. Знайдені за допомогою рівнянь (4.16) коефіцієнти моделі АР використовуються для розрахунку частоти піку параметричного спектра. При першому і другому порядках моделі виходить факторизація спектра на одномодові складові. Використання коренів характеристичного рівняння (4.15) суттєво спрощує процедуру факторизації багатомодових параметричних спектрів [115].

Запропонований метод факторизації спектрів і оцінювання частоти піку може застосовуватись для аналізу спектрів сигналів від БПЛА і для отримання ознак розпізнавання. Тоді багатомодовий спектр p -го порядку представляється (факторизується) набором одномодових спектрів першого або другого порядків. Таким чином, багатомодовий спектр (4.14) представляється виразом

$$P^n(\omega) = \frac{D_a^n}{\left| \sum_{i=0}^{p_1} \Phi_1^n[i] e^{-j\omega iT} \right|^2 \left| \sum_{i=0}^{p_2} \Phi_2^n[i] e^{-j\omega iT} \right|^2 \times \dots \times \left| \sum_{i=0}^{p_k} \Phi_k^n[i] e^{-j\omega iT} \right|^2}. \quad (4.17)$$

Розглянемо два приклади розрахунку ознак розпізнавання звуку від БПЛА, отриманих з різних висот. Частота дискретизації в експериментах складала 48000 Гц. Довжина сегментів, які аналізувались, була 60000 відліків. Коефіцієнти АР класичної моделі АР розраховувались за допомогою рівняння Юла-Уокера (див. 4.10). У першому прикладі аналізувався сигнал від БПЛА, отриманий з висоти 40 м. Параметричний АР спектр сигналу (див. 4.14) розраховувався за знайденими коефіцієнтами АР згідно виразу (4.11) і представлений на рисунку 4.5 а. Як видно

з графіку, пік поблизу нульової частоти у випадку використання класичної моделі АР не розрізняється.

Розраховувались також параметри моделі АР сигналу у представленні СВВП. Коефіцієнти моделі знайдені за формулою (4.13), склали:

$$\Phi[1]=0,786; \Phi[2]=0,277; \Phi[3]=-0,168; \Phi[4]=0,112; \Phi[5]=-0,122; \Phi[6]=-0,096.$$

Для параметричної оцінки АР СЦП в представленні СВВП використовувався вираз (4.14). Розрахований спектр показано на рисунку 4.5 а. Як видно з графіку у цьому випадку пік сигналу поблизу нульової частоти розрізняється.

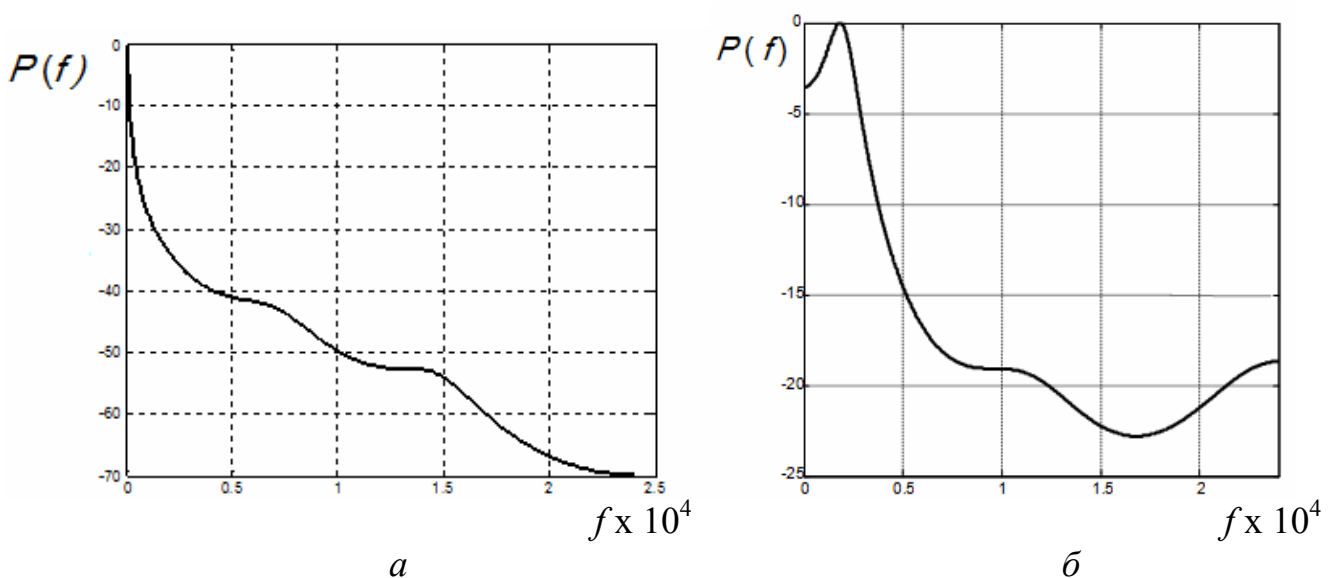


Рисунок 4.5 – Параметрична АР(6) СЦП для сигналу з висоти 40 м (а – класична модель АР, б – модель АР у представленні сигналу СВВП)

Для розпізнавання часто зручно використовувати частоти піку спектра, а не сам спектр. Знайдемо частоти параметричного спектра, представленого на рисунку 4.5 б. З цією метою розрахуємо відповідні корені характеристичного рівняння

$$c[1]=0,533+0,071i; c[2]=0,533-0,071i; c[3]=0,054+0,636i; \\ c[4]=0,054-0,636i; c[5]=0,872+0,229i; c[6]=0,872-0,229i.$$

Знайдені за формулою (4.17) частоти піків одномодових АР СЦП дорівнюють:

$$f[1]=1961, f[2]=11352, f[3]=22982.$$

Розпізнавання сигналів БПЛА зручно здійснювати по найбільш ярко вираженому першому піку СЦП на рисунку (4.5 б). Оскільки довжина підвектора складала 50 відліків, то реальна частота першого піку у 50 разів менше частоти, отриманої вище: $f[1]=39,2$ Гц.

У другому прикладі аналізувався сигнал від БПЛА, отриманий з висоти 80 м. Параметричний AP(6) спектр сигналу представлений на рисунку 4.6 а. Пік поблизу нульової частоти для цієї моделі AP не розрізняється.

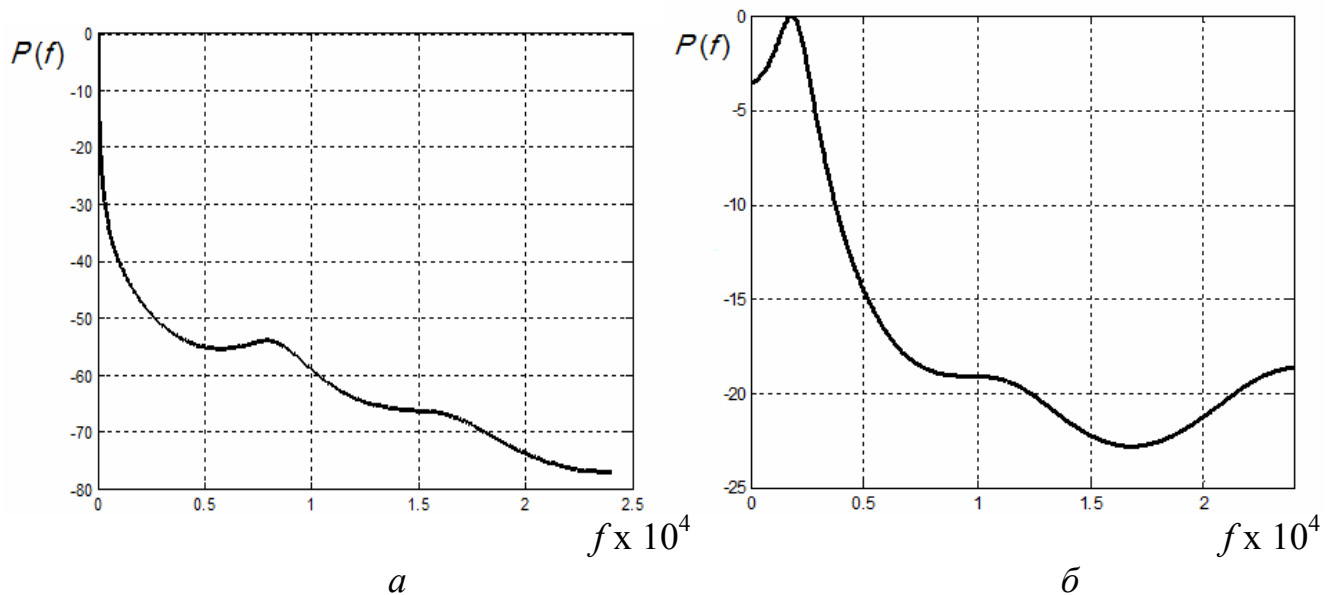


Рисунок 4.6 – Параметрична AP(6) СЦП для сигналу БПЛА з висоти 80 м (а – класична модель AP, б – модель AP у представленні сигналу СВВП)

У подальшому розраховувались параметри моделі AP (6) сигналу в СВВП представленні. Коефіцієнти моделі знайдені за формулою (4.13) складали:

$$\Phi[1]= 0,793; \Phi[2]= 0,325; \Phi[3]= 0,063; \Phi[4]= 0,010; \Phi[5]= -0,229;$$

$$\Phi[6]= -0,082.$$

Для параметричній оцінки AP СЦП у представленні СВВП розрахований спектр за формулою (4.14) показаний на рисунку 4.6 б.

Як видно з графіку, у цьому випадку розрізняється пік поблизу нульової частоти. Знайдені корені характеристичного рівняння (4.15) складали: $c[1]=0,939 + 0,194i$; $c[2]=0,939 - 0,194i$; $c[3]=-0,085 + 0,652i$; $c[4]=-0,085 - 0,652i$; $c[5]=-0,520$; $c[6]=-0,394$.

Розраховані за формулою (4.17) частоти піків $AP(6)$ СЩП дорівнюють: $f[1]=1555$; $f[2]=12996$; $f[3]=24000$; $f[4]=24000$. При довжині підвектору 50 відліків реальна частота першого піку у 50 разів менше отриманої вище - 31.1 Гц. Таким чином, показано, що використання довгочасової моделі AP дозволяє отримати розрізнення низькочастотного піку звукового сигналу від БПЛА. За допомогою запропонованої процедури факторизації СЩП порівняно просто розраховуються частоти піків СЩП довгочасової моделі AP . Частота низькочастотного піку в СЩП сигналу від БПЛА може слугувати ознакою при його розпізнаванні.

4.2.4 Виявлення та розпізнавання БПЛА методом стиснених спектральних ознак звукового образу БПЛА

Інформаційними ознаками звукового образу БПЛА можуть слугувати оцінки спектральних коефіцієнтів, які визначаються по дискретній реалізації S , що містить N відліків, згідно виразу (3.2). Згладжування отриманого ансамблю спектральних коефіцієнтів прямокутною ваговою функцією забезпечує спроможність оцінок та фізично надає характерну структуру спектра. Вона містить явно виражені гармонічні складові — шум пропелера (пропелерів), а також посередині інтервалу звукових частот плавно зростаючу та спадаючу шумову складову — шум усього літального апарату. Ця структура відрізняє звуковий образ одного БПЛА від другого та від звукових образів інших об'єктів, природного акустичного шуму і завод.

Ортогоналізація спектрів дозволяє вибрати у вторинному просторі більш інформативні ознаки при меншій їх кількості для опису звукового образу, це підвищує оперативність системи [106].

Спектральному аналізу піддаються реалізації звукового сигналу, в яких кількість відліків визначається степенем числа 2. Відповідно визначається і набір спектральних коефіцієнтів, який можна записати для сегменту AB у вигляді вектора

$$F = (F_1, F_2, \dots, F_k, \dots, F_n)^T, \quad (4.18)$$

де T – символ транспонування;

F_k – відповідає k -му згладженому спектральному коефіцієнту (3.2);

n – розмірність вектора.

Матриця F спектральних коефіцієнтів буде виглядати наступним чином для кожного звукового образу

$$F = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1m} \\ F_{21} & F_{22} & \dots & F_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{n1} & F_{n2} & \dots & F_{nm} \end{pmatrix}, \quad (4.19)$$

де m – число спектральних векторів, які спостерігаються окремо.

Перехід до вторинних інформаційних ознак здійснюється ортогональним перетворенням шляхом побудови коваріаційної матриці спектральних коефіцієнтів та її діагоналізації. Так, коваріаційна матриця спектральних коефіцієнтів формується у вигляді усередненого добутка матриці (4.5) та її транспонованої

$$K = FF^T/m,$$

при цьому передбачається, що середнє значення кожної складової вже виключене. Використовуючи ортогональну матрицю U , стовпчики якої є власними векторами матриці K , отримуємо діагоналізацію коваріаційної матриці [116]

$$U^T K U = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{pmatrix}. \quad (4.20)$$

На головній діагоналі матриці знаходяться власні числа, а усі останні елементи дорівнюють нулю. Власні числа матриці (4.6) та власні вектори матриці K можуть бути використані у якості ефективних вторинних інформаційних ознак при розпізнаванні звукових образів.

Для прийняття рішень про приналежність вхідного звукового образу, представленого усіченою матрицею власних векторів, які відповідають великим власним числам, було розроблено вирішальне правило, що базується на критерії подібності Дайса [117]. Векторне представлення інформаційних ознак дозволяє

обчислити коефіцієнти подібності Дайса. При цьому деяка надмірність набору ознак, який використовується для розрахунку значення коефіцієнта подібності, дозволяє більш ефективно класифікувати образи, оскільки використання малої кількості ознак приводить до помилкового визначення подібності пари ознак. Для розрахунку коефіцієнта подібності (D) використовується формула [118]

$$D(A, B) = \frac{2 \times \sum_{i=1}^n a_i b_i}{\sum_{i=1}^n a_i^2 + \sum_{i=1}^n b_i^2}, \quad (4.21)$$

де a - координати власного вектора коваріаційної матриці вхідного звукового образу; b - координати відповідного власного вектора з колекції; A, B - власні вектори усіченої коваріаційної матриці, стовпчики якої відповідають найбільшим власним числам для вхідного звукового образу та образу з колекції.

Після проведення розрахунків набір ознак, який поступив на вхід системи, відповідає деякому класу, якщо середнє значення коефіцієнта подібності за всіма парами векторів, які звіряються, більше визначеної порогової величини. Покращення якості розпізнавання при використанні коефіцієнтів подібності забезпечується отриманням великих значень подібності для найбільш відповідних образів, оскільки у розрахунку не враховуються малозначимі елементи набору ознак.

4.3 Практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик системи та вибір цифрової елементної бази для її технічної реалізації

Для практичної реалізації пристрою виявлення та розпізнавання АВ БПЛА пропонуються наступні технічні складові системи.

1) 4 вимірювальних мікрофона Superlux ECM-999 з вітрозахистом для виявлення та пеленгації напряму на БПЛА, або аналогічні з характеристиками:

- тип: конденсаторний;
- частотний діапазон: 20 Гц...20 кГц;

- характеристика спрямованості: ненаправлений;
- імпеданс: 200 Ом;
- чутливість: -37dBV/Pa (14mV/ Pa);
- динамічний діапазон: 106 дБ;
- сигнал / шум: 70 дБ;
- максимальний рівень звукового тиску: 132 дБ.

2) Чотириканальна звукова карта Behringer U-Phoria UM404 для підключення 4-х мікрофонів, або аналогічна з характеристиками:

- кількість вхідних каналів: 4;
- вхідний інтерфейс: симетричний XLR;
- наявність фантомного живлення +48 В;
- максимальна частота дискретизації 192 кГц;
- максимальна розрядність квантування 24 біт;
- сигнал / шум: 90 дБ;
- вихідний інтерфейс USB.

3) Пристрій обробки вхідних сигналів на базі Raspberry PI3 з наступними технічними характеристиками

- SoC: Broadcom BCM2837B0 64-bit, Cortex-A53 @ 1.4GHz;
- RAM: 1GB LPDDR2;
- Графічний процесор VideoCore IV%
- Gigabit Ethernet (Microchip LAN7515, швидкість до 300Mbps через USB 2.0 шину);
- Вбудований дводіапазонний Wi-Fi (2.4GHz / 5GHz) стандарту IEEE 802.11 b / g / n / ac (чіп Cypress CYW43455);
- Вбудований Bluetooth 4.2 LE (чіп Cypress CYW43455);
- Слот для карт microSD;
- USB 2.0 x 4;
- Повнорозмірний HDMI роз'єм;
- Композитний 3.5 jack для виведення звуку / відео;
- 40 пінів GPIO;

- Інтерфейс для підключення камери CSI;
- Інтерфейс для підключення дисплея DSI;
- Живлення 5V 2.5A через microUSB роз'єм.

Так як в запропонованому алгоритмі обробляються сегменти акустичного сигналу по 16384 відліки, кожен з яких це 3-байтне число, то тільки на зберігання цього сегмента потрібно використати 50 кБайт оперативної пам'яті. Результати роботи розробленого тестового алгоритма розпізнавання в середовищі Matlab показали, що мінімальний необхідний об'єм оперативної пам'яті дорівнює 1-2 Мбайт. Можливість підключення зовнішньої звукової карти, наявність вбудованої операційної системи та об'єм оперативної пам'яті 1 Гбайт робить Raspberry PI3 ідеальним рішенням для реалізації пристрою виявлення та розпізнавання ЗВ БПЛА.

4.3.1 Структура системи автоматичного виявлення та розпізнавання БПЛА

Система призначена для виявлення та розпізнавання БПЛА без участі оператора. Структурна схема наведена у Додатку Б на рис. Б.1. Містить в себе комплексну мікрофонну решітку МР кругового огляду простору з чотирма МР, що орієнтовані на Північ (N), Схід (E), Південь (S) та Захід (W). Відповідно система має чотири канали обробки інформації, яка виконується на двох рівнях: обробка первинної та вторинної інформації. Перший рівень пов'язаний з реєстрацією акустичних шумів, аналізом та врахуванням стратифікації атмосфери, пасивним скануванням простору, визначенням напрямку на джерело звуку та компенсацією наземних завад. На другому рівні здійснюється обробка звукових сигналів за одним чи двома методами, що розглянуті в підрозділі 4.2, виявляється наявність БПЛА, проводиться оцінка його типу та формуються дані для передачі по каналу зв'язку на центральній пункт інформації о БПЛА.

Сканування простору здійснюється пасивним плоским «променем» кожної МР з кутом сканування $\pm 50^\circ$, верхні ряди мікрофонів кожної із МР залучаються до аналізу стратифікації атмосфери (методи аналізу наведені в підрозділі 3.1)

каналом вертикального активного зондування, а нижні ряди мікрофонів беруть участь в формуванні сигналів для компенсації наземних завад.

4.4 Дані експериментальних досліджень систем первинної та вторинної обробки

Для експериментального дослідження розроблених алгоритмів виявлення та розпізнавання БПЛА була сформована фонотека тестових акустичних сигналів, які відповідали різним моделям БПЛА та режимам їх польоту. Записи польотів БПЛА зроблені в умовах міста і поза межами міста, а також у студії звукозапису. Тривалість кожного з тестових сигналів складала біля 600 секунд.

Звукозапис звукового випромінювання БПЛА здійснювався вимірювальною установкою, опис якої наведений в підрозділі 3.2.

У тестових сигналах ТС1 – ТС3 представлені акустичні випромінювання квадрокоптерів DJI Phantom 3 та Syma X5SW. Тестовий сигнал ТС1 записаний в умовах міста. Початкова ділянка протяжністю 200 с містить звуки оточуючого міського середовища та фрагменти мови, наступні 400 с відповідають зависанню квадрокоптера DJI Phantom 3 на висоті 2 м на дистанціях від 5 м до 80 м з кроком 5 м. Сигнал ТС2 записаний під час вертикального злету квадрокоптера DJI Phantom 3 від поверхні землі до висоти 110 м. Запис ТС3 відповідає пілотажу квадрокоптера Syma X5SW на висоті 2-10 м з максимальним віддаленням від мікрофону на 40 м.

У ряд тестових сигналів включені типові заважаючі супутні акустичні сигнали (ТС4 – ТС8), які присутні при проведенні виявлення та розпізнавання акустичного випромінювання БПЛА: ТС4 – шум вітру, ТС5 – розмовна мова, ТС6 – шум автомобільної магістралі, ТС7 – шум рейкового електротранспорту (трамвай, залізничний состав), ТС8 – шуми мотокоси.

При реалізації алгоритму виявлення здійснюється фільтрація звукового сигналу з виходу мікрофона фільтром верхніх частот з частотою зрізу 80 Гц,

надалі проводиться сегментація послідовності відліків часової реалізації звукового сигналу з довжиною сегмента $N=16384$ відліків. За вказаної вище частоти дискретизації сегменти відповідають інтервалу часу 0,4 с.

При реалізації алгоритму мел-кепстральних коефіцієнтів використовується дільниця спектру акустичного випромінювання у смузі частот 80...2600 Гц. Розмір сегмента вибраний рівним 1 с та застосовано дискретне перетворення Фур'є з числом $N=16384$. Число коефіцієнтів для формування вектора ознак обрано рівним 16 (число смугово-пропускаючих фільтрів з трикутною апроксимацією частотних характеристик – 32), збільшення їхнього числа не забезпечує підвищення точності розпізнавання, оскільки з підвищенням номера коефіцієнта його значимість зменшується.

Для розпізнавання акустичного випромінювання БПЛА методом кепстральних коефіцієнтів проводиться порівняння поточного вектора ознак з еталонами векторів ознак АВ БПЛА, які зберігаються у системі, згідно виразу (4.12). Сигнал, з якого формується еталонний вектор, мусить володіти якимись усередненими параметрами, які характерні для більшості умов спостереження. З цієї причини еталонний вектор ознак, сформований з акустичного сигналу БПЛА, виявив себе недостатньо ефективно, він виявився занадто „стерильним“, позбавленим особливостей оточуючого середовища. Тому доцільно мати декілька еталонних векторів ознак акустичного випромінювання для БПЛА одного типу, отриманих для різних умов його польоту, спостереження та характеру місцевості.

На рисунку 4.7 *a* представлена зміна коефіцієнта подібності для векторів ознак тестового сигналу TC1 і еталонного вектора ознак акустичного випромінювання квадрокоптера DJI Phantom 3.

Еталонний вектор ознак акустичного випромінювання формується з сигналу, записаного на відстані 10 м від БПЛА. Крапками у правій верхній частині рисунку нанесена шкала відстані до квадрокоптера.

Результат роботи алгоритму прийняття рішення про розпізнавання акустичного випромінювання БПЛА представлений на рисунку 4.5 *б* у вигляді діаграми, на якій при перевищенні порога відображається вертикальний стовпчик.

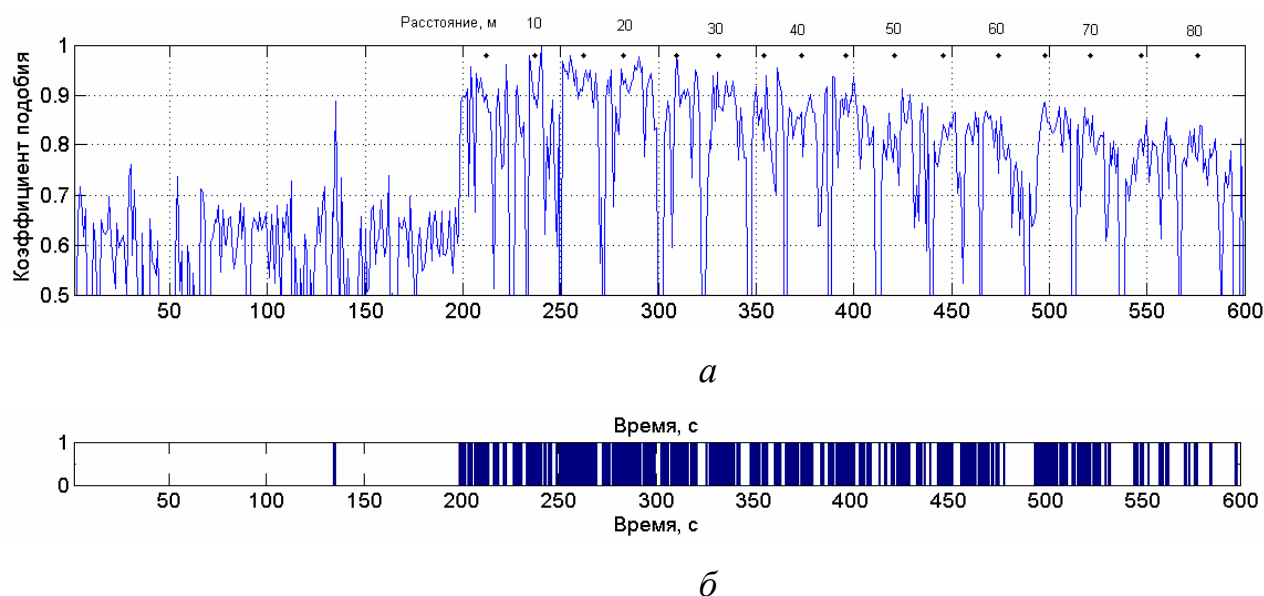


Рисунок 4.7 – Графік (а) та номограма (б) змін коефіцієнта подібності

На початковій ділянці запису тестового сигналу (0...200 с) присутні тільки звуки міського середовища та фрагменти мови. Це дозволяє при вибраному порозі прийняття рішення про розпізнавання (0,80) визначити імовірність помилкового розпізнавання ($P_{np} < 0,5\%$). Ділянка запису тестового сигналу ТС1 (201...600 с) використалася для побудови залежності імовірності правильного розпізнавання P_{np} від відстані до БПЛА в умовах міста (рисунок 4.8).

На цьому ж рисунку представлена аналогічна залежність для алгоритму виявлення БПЛА у вигляді залежності імовірності правильного виявлення P_{nv} від відстані до джерела ЗВ.

Характер поведінки графіків обох залежностей, отриманих незалежними методами, дуже схожий, співпадає у деталях.

Оцінки результатів обробки тестових сигналів ТС1-ТС3 ЗВ квадрокоптерів з використанням алгоритму виявлення БПЛА за спектральними ознаками АКФ та розпізнавання БПЛА методом мел-кепстральних коефіцієнтів наведені у таблиці 4.1. Досить велика різниця оцінок ймовірності правильного виявлення та розпізнавання пояснюється різними умовами польоту БПЛА, режимом роботи гвинтомоторної групи, загасанням сигналу ЗВ при віддаленні від мікрофону та наявністю перевідбиттів від будівель. Стійкість алгоритмів виявлення та розпізнавання до шумів оточуючого середовища досліджено з використанням

тестових сигналів ТС4...ТС8 і також представлено у таблиці 4.1. Алгоритм виявлення БПЛА за спектральними ознаками АКФ виявився найбільш чутливим до шумів автомобільної магістралі і рейкового електротранспорту.

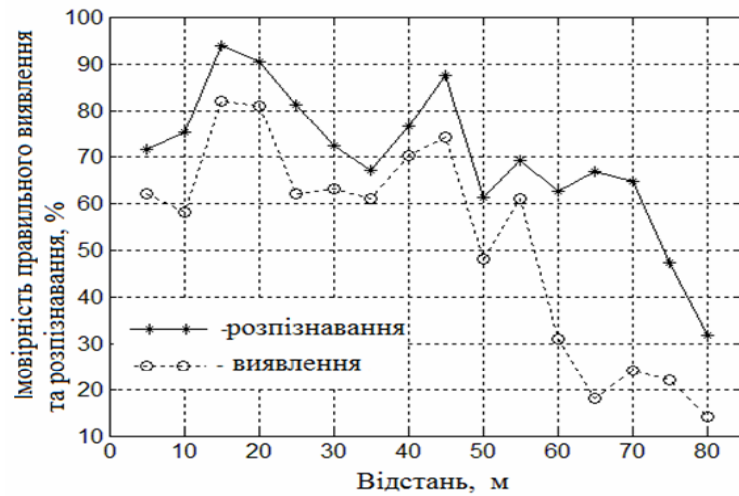


Рисунок 4.8 – Результати виявлення та розпізнавання БПЛА

Метод розпізнавання на основі мел-кепстральних коефіцієнтів виявився менш чутливим до шумів оточуючого середовища.

Таблиця 4.1 – Оцінки результатів виявлення та розпізнавання БПЛА для тестових сигналів

Тестовий сигнал	Алгоритм виявлення за спектр.ознаками АКФ		Алгоритм розпізнавання на основі мел-кепстральних коефіцієнтів	
	$P_{но},$ %	$P_{ло},$ %	$P_{пр},$ %	$P_{лр},$ %
ЗВ квадрокоптера DJI Phantom 3 при горизонтальному льоту на дистанції 80 м (ТС1).	45,5	1,0	69,2	0,5
ЗВ квадрокоптера DJI Phantom 3 при вертикальному злеті від поверхні землі до висоти 110 м (ТС2).	25,6	1,0	32,5	0,5
ЗВ квадрокоптера Syma X5SW при пілотуванні квадрокоптера на висоті 2-10 м з максимальним віддаленням від мікрофону на 40 м (ТС3).	60,8	-	78,4	-
Шум вітру (ТС4).	-	0	-	0
Розмовна мова (ТС5).	-	1,3	-	0,2
Шум автомобільної магістралі (ТС6).	-	2,6	-	0,15
Шум рейкового електротранспорту (ТС7).	-	1,5	-	0
Шум механічної коси (ТС8).	-	1,1	-	0

4.5 Описи алгоритмів та програмного забезпечення задач побудови спектральних ознак розпізнавання БПЛА

Теоретичне обґрунтування та послідовність дій побудови ознак ЗВ БПЛА для створення алгоритмів їх виявлення та розпізнавання детально розглянуті у п. 4.2. Метод виявлення БПЛА за спектральними ознаками АКФ їх ЗВ, а також метод розпізнавання на основі мел-кепстральних коефіцієнтів були експериментально досліджені (дивись підрозділ 4.5) і блок-схеми цих алгоритмів подані у додатку А.

Висновки за розділом 4

1. Результати обробки аудіозаписів ЗВ БПЛА, отриманих з використанням акустичної малоспрямованої установки, показали, що алгоритм виявлення ефективно працює у межах до 80 м та забезпечує ймовірність правильного виявлення до 50 % на відстанях до 50 м і до 15 % на відстанях 80 м. Ймовірність помилкового виявлення сигналів в умовах міста до 1 %.

2. Використання методу мел-кепстральних коефіцієнтів може забезпечити ймовірність правильного розпізнавання до 60 % на дистанції 50 м, 30 % на відстанях до 80 м. Ймовірність помилкового розпізнавання в умовах міста - до 0,5 %. Такі результати забезпечуються тільки для конкретного типу БПЛА при наявності його векторів ознак для різних режимів польоту.

3. З використанням результатів експериментальних досліджень звукових сигналів БПЛА ряду типів у різних умовах стану оточуючого середовища, використанням існуючих методів спектральної обробки такого випромінювання та сучасної цифрової елементної бази розроблені технічні рішення для створення ефективної системи первинної обробки широкосмугових акустичних сигналів для акустичної локаційної станції виявлення безпілотних літальних апаратів.

4. Отримані результати дозволяють зробити висновок про реальну можливість використання розроблених алгоритмів виявлення та розпізнавання звукових сигналів БПЛА для задач оперативного контролю повітряного простору.

5 ТЕХНІЧНІ РІШЕННЯ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СИСТЕМИ ПЕЛЕНГАЦІЇ, ЯК ДЖЕРЕЛА ЛОКАЛІЗОВАНОГО ШИРОКОСМУГОВОГО АКУСТИЧНОГО СИГНАЛУ НА ФОНІ РОЗПОДІЛЕНИХ В ПРОСТОРІ АКУСТИЧНИХ ЗАВАД

Сучасні малі БПЛА мають низький рівень помітності: вони виготовляються з композитних матеріалів, мають малу ефективну поверхню розсіювання (ЕПР) у радіодіапазоні, їхні двигуни не гріються до високої температури та випромінюють мало тепла, тому для їх виявлення та пеленгації актуальним є напрямок з використання власного АВ БПЛА [85], [94]. У відповідності до цього з'являються задачі виявлення, оцінки координат та параметрів руху (зокрема, оцінки кутових координат — пеленга), а також розпізнавання класу БПЛА за їхнім звуковим випромінюванням.

5.1 Описи алгоритмів, структур, функціональних схем системи пеленгації БПЛА

5.1.1 Класичні методи пеленгації

При визначенні кутових координат джерел АВ напрямок приходу сигналу ототожнюється пеленгатором з напрямком нормалі до фронту хвилі, створеної джерелом випромінювання [85]. У загальному випадку різниця між класичними методами визначення кутових координат об'єктів полягає у технічних особливостях визначення орієнтації цієї нормалі.

Найбільш поширеними є два основних способи визначення пеленгу: амплітудний і фазовий.

Амплітудний полягає в аналізі розподілення поля, яке створюється джерелом випромінювання, по апертурі приймального мікрофонного пристрою; при цьому рівень сигналу буде максимальним у тому випадку, коли апертура

мікрофонного пристрою буде паралельною до фронту хвилі, що приходить. Виділяють [119]–[120] три основні різновиди амплітудного методу: метод максимуму, метод мінімуму, метод порівняння або рівносигнального напрямку. При пеленгуванні методом максимуму відбувається зміна просторового положення діаграми спрямованості (ДС) мікрофонного пристрою і напрямок на джерело АВ співпадає з напрямком, який відповідає максимальному значенню сигналу. Точність пеленгування при цьому визначається крутизною ДС навколо максимуму та складає десятки відсотків від ширини ДС на рівні половинної потужності. У методі мінімуму застосовується ДС з явно вираженим мінімумом приймання. Перевагою методу є більш висока точність вимірювання координат джерела АВ у зрівнянні зі способом максимуму, однак, дальність дії таких пеленгаторів суттєво менше. При рівносигнальному методі пеленг визначається шляхом порівняння сигналів, які приймаються пелюстками двох ДС. Даний метод визначною мірою дозволяє усунути недоліки пеленгації за мінімумом та максимумом сигналу.

Фазовий метод пеленгування заснований на використанні залежності різниці фаз сигналів, які приймаються двома однаковими антенами, що рознесені на деяку відстань. Метод широко використовується у практиці у різних модифікаціях.

Широке поширення у даний час отримали також доплерівські пеленгатори [119]–[120]. У цьому випадку висновок про напрямлення на рухоме джерело випромінювання робиться на основі характеру змінення доплерівського зсуву частоти сигналу, який приймається пеленгаційною системою (мікрофонною системою з комутованими елементами).

У літературі обговорюються можливості використання класичних методів для пеленгування БПЛА за їхнім АВ [121]. Однак за умови попадання в ДС декількох об'єктів з'являються аномальні помилки оцінки пеленгу, оскільки амплітудно-фазове розподілення звукового поля по апертурі мікрофонного пристрою буде представляти собою суперпозицію декількох хвиль. В силу малих

розмірів апертури мікрофонного пристрою розподіл джерел АВ у цьому випадку виявляється практично неможливим.

Значні можливості по виявленню та вимірюванню координат БПЛА відкриваються при використанні багатоеlementних мікрофонних решіток (МР). Така система має переваги перед системою з одним мікрофоном, оскільки дозволяє здійснювати автоматичне підстроювання характеристик у відповідності до умов прийому сигналу, які змінюються [122].

Адаптивна мікрофонна решітка (АМР) представляє собою систему, яка складається з багатоеlementної МР та адаптивного процесору, що здійснює підстроювання вагових коефіцієнтів у діаграмоутворюючій схемі. Характеристики елементів та порядок їх розміщення накладають основні обмеження на результуючі властивості системи [122] – [123].

Для лінійної МР, яка складається з N елементів та приймає сигнали від M джерел випромінювання з відомими кутами приходу, вихідний сигнал буде мати вигляд [122]

$$\vec{x}(t) = \sum_{m=1}^M \vec{S}(\theta_m) \cdot S_m(t) + \vec{n}(t), \quad (5.1)$$

де $\vec{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_m(t)]$ – вектор сигналів на виході елементів АМР;

$\vec{S}(\theta_m) = [e^{-j\psi_1(\theta_m)}, e^{-j\psi_2(\theta_m)}, \dots, e^{-j\psi_n(\theta_m)}]$ – направляючий вектор, елементи якого

визначаються фазовими набігами m -го сигналу на n -й мікрофонний елемент;

$S_m(t)$ – сигнал m -го джерела випромінювання;

$\vec{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), n_N(t)]$ – вектор шумів, що містить в себе просторовий шум та шум приймача.

Задача пеленга і кутового розрізнення зводиться до визначення координат θ_i джерел АВ, а також їхньої кількості M [45], [123].

Методи визначення напрямку приходу сигналів з використанням АМР поділяють на класичні і методи надрозрізнення [49], [124]. Основна перевага таких алгоритмів полягає в тому, що вони дозволяють визначити кількість та

кутові координати джерел АВ, не вдаючись до переміщення ДС, а використовуючи тільки алгоритмічні спектральні засоби обробки сигналів, що приймаються.

Окрім того, сучасні спектральні методи є адаптивними до вхідних даних. Як правило, у якості вихідних даних в них використовуються кореляційна матриця сигналів, які приймаються МР [49].

Стандартний (класичний) метод формування діаграми спрямованості також зветься методом обробки з вводом відносних часових затримок — так званий метод Бартлетта. Його сутність полягає у скануванні кутового сектора, який інтересує, а напрямок з найбільшою потужністю відповідає оцінці напрямку приходу корисного сигналу [85].

При використанні даного методу просторовий спектр формується з застосуванням наступного виразу [45]

$$P(\theta) = \frac{S(\theta)R_{xx}S^T(\theta)}{S(\theta)S^T(\theta)}, \quad (5.2)$$

де $S(\theta)$ – вектор відгуку мікрофонної решітки;

R_{xx} – просторова кореляційна матриця розміром $N \times N$ елементів.

Істинною оцінкою напрямку приходу сигналу є кут θ , який відповідає піковому значенню спектру вихідної потужності решітки [49].

Цей метод прийнято вважати методом Фур'є, оскільки він представляє собою звичайне розширення класичного спектрального аналізу. Решітка з декількох елементів неспроможна до формування гострих піків і, як наслідок, неспроможна розрізнити зблизька розміщені джерела сигналів. Метод Бартлетта неспроможний розрізнити джерела АВ, якщо рознесення фази коливань, які вони випромінюють, менше ніж $\frac{2\pi}{N}$. Погане розрізнення є суттєвим недоліком даного методу [45]. Метод базується на скануванні приймальним променем МР у просторі і визначенні максимуму рівня випромінювання. Низька розрізнювальна здатність, яка визначається шириною основного променя МР та рівнем бокових

пелюсток. Недолік може бути пом'якшеним підвищенням кількості елементів МР. Збільшення співвідношення сигнал/шум або збільшення часу спостережень не змінюють розрізнявальної здатності.

Сучасні методи та алгоритми з надрозрізненням, які реалізуються з використанням адаптивних МР, дозволяють вирішувати задачу визначення координат декількох джерел АВ, рознесених на достатньо малу кутову відстань, при умові, що відношення сигнал/шум велике, а відхилення амплітудно-фазового розподілення по апертурі реальної МР від модельного дуже мале [125].

На рисунку 5.1 наведені результати виконання задачі пеленгування з використанням класичного методу (метод Бартлетта) і методу надрозрізнення (метод Кейпона). Результати отримані для однакових умов моделювання: використовується МР з восьми елементів, напрямки приходу корисного сигналу 30 та 40 градусів.

Порівняння наведених результатів приводить до наступного якісного висновку - методи нелінійного спектрального аналізу або методи надрозрізнення у порівнянні з класичними методами забезпечують значно краще кутове розрізнення і точність пеленгування.

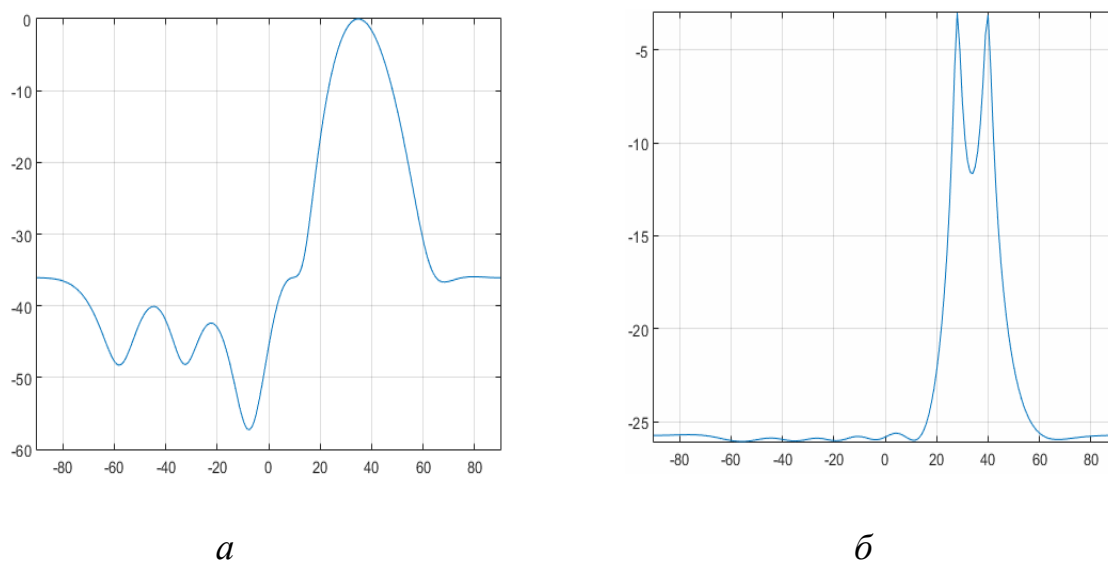


Рисунок 5.1 – Просторові спектри для оцінки напрямків джерел сигналів – з використанням методів Бартлетта (а) і Кейпона (б);

5.1.2 Надрозрізнявальні методи пеленгації

У літературі наводяться різні класифікації методів надрозрізнення: їх поділяють на послідовні та паралельні, спектральні, параметричні і т. інш. [124] — [126]. Методи надрозрізнення для завдань пеленгування можуть бути класифіковані наступним чином:

- алгоритми лінійного передбачення;
- послідовні алгоритми (алгоритми типу Кейпона та методи, які базуються на розкладанні просторової кореляційної матриці R_{xx} по власним векторам — метод MUSIC, EV (eigenvector);
- паралельні алгоритми, у тому числі проєкційні, або алгоритми, які базуються на розділенні сигнального і шумового просторів. До їх числа відносяться методи ROOT-MUSIC і ESPRIT орієнтовані на використання лінійних еквідистантних решіток;
- алгоритми основані на узгодженні (підборі) параметричних моделей сигналу.

Серед алгоритмів першої групи найбільш розповсюджений алгоритм максимуму ентропії або алгоритм підбору параметрів авторегресійної моделі, який дозволяє отримати просторовий спектр з використанням виразу [124]

$$P(\theta) = \frac{R_{11}^{-1}}{|S^T(\theta)R_1^{-1}|^2}, \quad (5.3)$$

де R_1^{-1} - перший стовпчик оберненої кореляційної матриці R_{xx} ;

R_{11}^{-1} - перший елемент першого стовпчика тієї ж матриці;

$S^T(\theta)$ - опорний вектор або вектор-гіпотеза.

Алгоритми лінійного передбачення спочатку були розвинуті стосовно аналізу часових рядів [49] та застосовувались для отримання часових спектрів.

Тому їх найбільш часто застосовують у задачах пеленгування при використанні лінійної еквідистантної мікрофонної решітки (ЛЕР) з рівномірним амплітудним розподіленням. У той же час вони можуть бути застосовані і у нерегулярних лінійних решітках.

Найбільш складним у практиці є оцінка адекватного порядку авторегресійної моделі [49] — розмірності фільтру, або розмірності вектора R_1^{-1} у виразі (5.3). При короткій характеристиці фільтру параметричний спектр виходить гладким, але характеризується низьким кутовим розрізненням. Надмірна розмірність фільтру передбачення дозволяє отримати гарне просторове розрізнення, але забезпечує формування надмірно флюктууючого просторового спектру, який має значні рівні бокових пелюсток випадкового характеру.

У послідовних алгоритмах (до їх числа відносяться метод Кейпона, метод класифікації множинних сигналів (MUSIC), метод „власних“ векторів, метод теплового шуму, метод Борджоті — Лагунаса) виконується послідовний просторовий аналіз або сканування по простору [127]–[128]. У даному випадку вихідна напруга формується у вигляді неперервної функції кутової координати; ніяких додаткових апріорних припущень про кількість об'єктів, що випромінюють, не робиться, передбачається лише те, що їхні сигнали не корельовані між собою [128].

За допомогою цих методів напрямки на об'єкти випромінювання оцінюються за отриманими максимумами вихідної функції (пеленгаційного рельєфу). У якості вихідної функції використовується залежність потужності вихідного сигналу решітки від напрямку, на який настроюється система обробки сигналу. Оцінка потужності отриманих сигналів виконується по максимумам вихідної величини.

Алгоритми оцінки напрямку приходу сигналу, які розглядаються, забезпечують декілька важливих переваг. Розрахунок просторового спектру потужності (енергетичного спектру) для одного діапазону кутів θ не заважає

використовувати алгоритм для наступного розрахунку спектра для іншого діапазону кутів θ з використанням тих же даних. Просторові характеристики об'єктів за всіма напрямками компактно виражаються через кореляційну матрицю, яка розраховується тільки один раз. Таким чином, методи характеризуються відсутністю часових провалів чутливості, впродовж яких перехідні сигнали можуть з'являтися випадково і у зв'язку з цим можуть стати недетектованими. Інша перевага полягає у тому, що при електронному, а не механічному керуванні ДС швидкість сканування заданої області простору обмежується швидкістю обчислень, а не механічною швидкістю [128]. Таким чином, кутові координати об'єктів випромінювання при послідовному огляді простору знаходяться шляхом математичного сканування за допомогою опорного просторового сигналу та наступного пошуку положення максимумів. Певним недоліком цих методів є відносно низький темп огляду. Окрім того, пеленгація, яка базується на оцінці просторового спектру випромінювання, супроводжується зміщенням кутових оцінок при наявності часової кореляції між сигналами об'єктів випромінювання у точках прийому. З метою усунення цього недоліку доводиться ускладнювати алгоритми обробки сигналів.

Засновником теорії квазістатичного надрозрізнення прийнято вважати Дж. Кейпона. Просторовий спектр Кейпона розраховується згідно виразу [125]

$$P(\theta) = \frac{1}{S(\theta)R_{xx}^{-1}S^T(\theta)}. \quad (5.4)$$

Оцінкою істинного напрямку приходу сигналу є кут, який відповідає піковому значенню цього спектру. У порівнянні зі стандартним методом формування променя метод Кейпона, який характеризується у більшості випадків більш високим розрізненням, вимагає лише додаткового обернення матриці. Метод може бути застосованим до МР будь - якої конфігурації (одно-, двох -, тривимірним, регулярним та нерегулярним решіткам). Однак цей метод вимагає значної кількості навчальних вибірок (вдвічі більше, ніж число елементів решітки), що збільшує обсяг обчислювальних операцій. Також відмічається

слабка ефективність методу при малих об'ємах вибірок та для дуже корельованих джерел [49].

Якщо у виразі (4.5) замість першого ступеня оберненої кореляційної матриці використати її квадрат, то вийде алгоритм теплового шуму [125]

$$P(\theta) = \frac{1}{S(\theta)R_{xx}^{-2}S^T(\theta)}, \quad (5.5)$$

застосування якого в ідеальному випадку (без врахування технічних характеристик та похибок апаратури) забезпечує більш високу розрізняльну здатність, ніж алгоритм Кейпона.

До цієї ж групи зазвичай відносять і так званий „алгоритм адаптивного кутового відгуку“, або алгоритм відношення Релея [126]

$$P(\theta) = \frac{S(\theta)R_{xx}^{-1}S^T(\theta)}{S(\theta)R_{xx}^{-2}S^T(\theta)}, \quad (5.6)$$

фактично нормуючий відношення сигнал/(завада + шум) на виході адаптивної решітки потужністю теплового шуму.

Метод MUSIC може бути застосованим до решіток з довільною, але заздалегідь відомими конфігурацією та відгуком, а також для оцінки деяких параметрів на джерело (азимуту, кута місця, поляризації і т.інш.). Однак за розширене застосування доводиться платити необхідністю знання відгуку решітки на усі можливі комбінації параметрів джерела. Окрім того, при застосуванні методу MUSIC необхідне апріорне знання просторової статистики другого порядку для полів фонового шуму та завад .

Алгоритм MUSIC був розроблений Шмідтом і базується на розділенні простору на сигнальний та шумовий підпростори. Кореляційна матриця сигналів і шумів представляється у вигляді суми [126]

$$R_{xx} = U_s A_s U_s^T + U_n A_n U_n^T, \quad (5.7)$$

де A_s і A_n - діагональні матриці власних значень сигналів відповідно;

U_s і U_n - матриці власних векторів, які відповідають власним значенням.

Проекції підпросторів сигналів та завад можна виразити матрицею напрямків у вигляді [126]

$$\Pi = U_s U_s^T = S(\theta)(S^T(\theta)S(\theta))^{-1}S^T(\theta), \quad (5.8)$$

$$\Pi^\perp = U_n U_n^T = I - S(\theta)(S^T(\theta)S(\theta))^{-1}S^T(\theta), \quad (5.9)$$

де Π - містить інформацію про усі можливі напрямки джерел сигналів;

Π^\perp - містить інформацію про джерела завад.

Просторовий спектр на основі алгоритму MUSIC визначається рівнянням

$$P(\theta) = \frac{S^T(\theta)S(\theta)}{S^T(\theta)\Pi^\perp S(\theta)}. \quad (5.10)$$

На рисунку 5.2 наведені результати моделювання алгоритму MUSIC для AP з восьми елементів і напрямків корисного сигналу 30 градусів та 40 градусів.

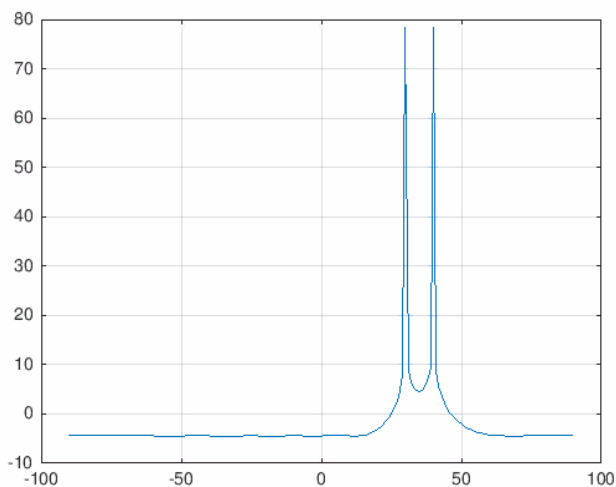


Рисунок 5. 2 – Просторовий спектр для оцінки напрямків на джерела сигналів, отриманий методом MUSIC.

Алгоритм MUSIC так, як і алгоритм Кейпона, може бути застосований до решіток будь-якої конфігурації, але потенційно перевершує алгоритм Кейпона з роздільної здатності [49], чим і пояснюється підвищений інтерес до нього зі сторони багатьох дослідників. Недоліками алгоритму MUSIC є необхідність

попередньої оцінки розмірності сигнального (або шумового) підпростору, а також порівняно велика обчислювальна складність, що визначається необхідністю сингулярного розкладення коваріаційної матриці виходів елементів МР. Метод критичний до невизначеності параметрів математичної моделі і до значення відношення сигнал/шум, якщо джерела випромінювання розміщені достатньо близько одне від одного. Він не дає позитивних результатів для корельованих джерел сигналів. ROOT-MUSIC дозволяє здійснювати пеленгацію когерентних сигналів [126].

Якщо розмірність шумового підпростору дорівнює одиниці, а решітка — лінійна та еквідистантна, то алгоритм MUSIC еквівалентний алгоритму Писаренко [49].

У випадку ЛЕМР проекційні алгоритми можуть бути також зведені до так званої алгебраїчної форми, при застосуванні якої пеленги джерел сигналів визначаються не екстремумами пеленгаційного рельєфу, а аргументами комплексних коренів деяких поліномів.

До таких рішень приводять, зокрема, алгоритми Редді і Кумаресана-Тафтса [45], а у якості полінома виступає знаменник виразів типу (5.10), але з представленням шумового підпростору одним єдиним вектором (5.9).

До паралельних методів огляду простору відносяться методи ROOT-MUSIC, Писаренко, повороту підпростору (ESPRIT), Проні та інші. Методи ROOT-MUSIC і Писаренко, як і метод MUSIC, базуються на використанні інформації, що міститься у системі власних векторів кореляційної матриці сигналів решітки, але при цьому визначається не спектр потужності, а корені деяких поліномів. При цьому передбачається, що число M об'єктів випромінювання менше числа N приймальних каналів решітки, а кореляційна матриця адитивного шуму має вигляд

$$R_{ш} = \sigma_{ш}^2 I,$$

де $\sigma_{ш}^2$ - дисперсія шуму; I - одинична матриця.

Підпростір джерел випромінювання розглядається як підпростір, натягнутий на власні вектори, які відповідають M найбільшим власним значенням, тобто як і у випадку відсутності шуму, а ортогональний підпростір, або підпростір шуму — як натягнуте на решту власних векторів.

У методі ROOT-MUSIC для знаходження кутових координат об'єктів випромінювання використовується ортогональність власних сигнальних і шумових векторів. Метод дозволяє у рамках однієї обчислювальної процедури знаходити кути приходу сигналів усіх джерел, які попадають у поле спостереження мікрофонної решітки.

Метод Проні [127] ґрунтується на пошуку коренів полінома, коефіцієнти якого визначаються з системи рівнянь, які зв'язують вхідні дані з експоненціальною моделлю.

У методі ESPRIT [127] кутові координати джерел визначаються за результатами знаходження узагальнених власних значень з кореляційних матриць. ESPRIT є обчислювально ефективним та надійним методом оцінки напрямку приходу сигналу. Алгоритм базується на тому факті, що вектор відгуку АМР, який визначає напрямок приходу m -го сигналу, має один і той же зсув на кожному елементі.

Сигнали, які наводяться на k -ю пару елементів джерелом з напрямку θ , позначимо через $x_k(t)$ і $y_k(t)$ [127]

$$y_k(t) = x_k(t) \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta)\right). \quad (5.11)$$

Припустимо, що є k масивів зміщених пар сигналів $x(t)$ і $y(t)$:

$$\begin{aligned} x(t) &= AS(t) + n_x(t), \\ y(t) &= A\Phi S(t) + n_y(t), \end{aligned} \quad (5.12)$$

де A – матриця розмірністю $K \times M$, стовпчиками якої є M векторів напрямку, що відноситься до M джерел;

Φ – діагональна матриця з діагональними елементами $\varphi_{mm} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \cos(\theta_m)}$; $S(t)$ - матриця M джерел АВ; $n_x(t)$ і $n_y(t)$ - матриці шумів; $A\Phi$ - вектор повороту.

Власні вектори U_x і U_y кореляційних матриць R_{xx} і R_{yy} сигналів $x(t)$ і $y(t)$ та власні значення φ пов'язані відношенням

$$U_x \varphi = U_y . \quad (5.13)$$

Це рівняння визначає власні значення φ , які, у свою чергу, визначають напрямки на джерела АВ

$$\theta_i = \arccos \left\{ \frac{\text{Arg}(\varphi_m)}{\frac{2\pi d}{\lambda}} \right\}, m = 1, \dots, M . \quad (5.14)$$

Результати моделювання показують, що точність визначення кутових координат джерел випромінювання спектральними методами ROOT-MUSIC і ESPRIT приблизно співпадає з точністю класичного методу MUSIC. Розрізнявальна здатність методів спектрального оцінювання ROOT-MUSIC і ESPRIT перевершує у 1,5 - 2 рази розрізнявальну здатність поширеного на практиці методу MUSIC. Метод ROOT-MUSIC перевершує за точністю метод ESPRIT приблизно на 10% [127].

Клас алгоритмів, який оснований на узгодженні (підборі) моделей корисних сигналів передбачає завдання моделі просторово-часового сигналу з визначеним набором його параметрів (напрямку приходу, поляризації, амплітуди, фази хвилі) та подальше „припасування“ значень цих параметрів за критерієм найкращого узгодження у деякому сенсі з результатами вимірювань [49]. Алгоритми цього класу характеризуються значним обсягом та складністю обчислень, які здійснюються та незначно змінюються для різних варіантів пошуку екстремуму цільової функції.

5.2 Практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик системи, цифрової елементної бази для технічної реалізації системи пеленгації БПЛА

На основі наведених вище теоретичних досліджень та результатів математичного моделювання сформульовані основні рекомендації щодо вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації системи пеленгації БПЛА содарів з мікрофонними решітками.

В якості пристрою практичної реалізації алгоритму пеленгації за акустичними сигналами БПЛА на основі оцінки кореляційної матриці завад з діагональною її регуляризацією рекомендуються паралельний багатоступеневий адаптивний решітчастий фільтр (АРФ) з відповідним алгоритмом настроювання. При кінцевій розрядності обчислень він є більш ефективним, ніж системи пеленгації, в яких оцінки кореляційних матриць або матриць, обернених до них, формуються явно. Значення діагонального регуляризатору β_0 доцільно вибирати у межах $\beta_0 = 3 \div 15$.

Вибір паралельної, а не послідовної, структури АРФ, обумовлено паралельністю каналів просторової обробки сигналів (одноманітністю прийому сигналів усіма просторовими каналами прийомної решітки). Тому в якості основи цифрової елементної бази доцільно вибирати програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛІС) нового покоління, оскільки саме ПЛІС (FPGA) найбільш придатні для паралельної обробки.

Сучасні вентильні матриці можуть здійснювати цифрову обробку інформації з тактовими частотами в сотні мегагерц за рахунок використання спеціалізованих процесорних елементів, але при вирішенні задач обробки акустичних сигналів така висока швидкість обчислень не потрібна і на практиці можуть бути використані більш прості і відповідно дешевші ПЛІС. Важливою перевагою вентильних матриць із запам'ятовуванням створеної структури на основі статичних елементів є також можливість перепрограмування ПЛІС (динамічної зміни алгоритму і програми роботи) на протязі декількох мілісекунд,

причому кількість циклів перепрограмування необмежена. Ще однієї значною перевагою використання технології ПЛІС є відносно невелика споживана потужність.

Необхідна розрядність обчислень – 40 з плаваючою комою.

Об'єм навчаючих вибірок K для настроювання паралельного АРФ обмежується діапазоном $K = 30 \div 60$.

В содарах виявлення БПЛА для пеленгації літальних апаратів за їх акустичними сигналами рекомендується використовувати алгоритм Кейпона, який відноситься к класу надрозрізнявальних алгоритмів і потенційно забезпечує середньквдратичну помилку визначення кутів об'єктів в соті долі ширини ДС мікрофонної фазованої решітки, що призначена для огляду простору, а само значення похибки знаходиться в залежності від потужності звукових шумових випромінювань.

Для практичної реалізації пристрою виявлення та пеленгації ЗВ БПЛА пропонуються такі технічні складові, параметри і характеристики системи.

- Вимірювальні мікрофони Superlux ECM-999 з вітрозахистом або аналогічні з характеристиками
 - тип: конденсаторний;
 - частотний діапазон: 20 Гц...20 кГц;
 - характеристика спрямованості: ненаправлений;
 - імпеданс: 200 Ом;
 - чутливість: -37dBV/Pa (14mV/ Pa);
 - динамічний діапазон: 106 дБ;
 - сигнал / шум: 70 дБ;
 - максимальний рівень звукового тиску: 132 дБ.
- Сукупність чотириканальних звукових карт Behringer U-Phoria UM404, які призначені для підключення 4-х мікрофонів, або аналогічні з характеристиками
 - кількість вхідних каналів: 4;

- вхідний інтерфейс: симетричний XLR;
- наявність фантомного живлення +48 В;
- максимальна частота дискретизації 192 кГц;
- максимальна розрядність квантування 24 біт;
- сигнал / шум: 90 дБ;
- вихідний інтерфейс USB.

2) Пристрій обробки вхідних сигналів на базі Raspberry PI3

- SoC: Broadcom BCM2837B0 64-bit, Cortex-A53 @ 1.4GHz;
- RAM: 1GB LPDDR2;
- Графічний процесор VideoCore IV%
- Gigabit Ethernet Microchip LAN7515, швидкість до 300Mbps через USB 2.0;
- Вбудований дводіапазонний Wi-Fi (2.4GHz / 5GHz) стандарту IEEE 802.11 b / g / n / ac (чіп Cypress CYW43455);
- Вбудований Bluetooth 4.2 LE (чіп Cypress CYW43455);
- Слот для карт microSD;
- USB 2.0 x 4;
- Повнорозмірний HDMI роз'єм;
- Композитний 3.5 jack для виведення звуку / відео;
- 40 пінів GPIO;
- Інтерфейс для підключення камери CSI;
- Інтерфейс для підключення дисплея DSI;
- Живлення 5V 2.5A через microUSB роз'єм.

Raspberry PI3 має вбудовану операційну систему, об'єм оперативної пам'яті 1 ГБайт і можливість підключення зовнішньої звукової карти, що надає значні можливості для реалізації системи виявлення та пеленгації БПЛА.

5.3 Результати експериментальних досліджень системи пеленгації

В цьому підрозділі досліджується ефективність алгоритмів визначення напрямку приходу АВ по просторовому спектру методом Бартлетта (МБ), методом Кейпона (МК) а також з використанням методу взаємної кореляційної функції (МВКФ), де визначення пеленга на ціль здійснюється за часовим зсувом максимуму взаємної кореляційної функції.

У спектрі АВ електричної гвинтокрилої групи БПЛА є присутніми вузькосмугові тональні і широкосмугові шумоподібні складові з переважним випромінюванням пропелера. Таке випромінювання назвемо випромінюванням в широкій смузі частот (ВШСЧ).

Алгоритми МБ і МК орієнтовані на роботу з вузькосмуговими гармонійними сигналами і для роботи з ВШСЧ БПЛА вимагають певної адаптації. Окрім цього істотну роль при обробці акустичних сигналів в мікрофонних решітках грають віддзеркалення від місцевих предметів.

Експериментальна перевірка алгоритмів визначення напрямку приходу АВ виконується у вигляді наступних етапів:

- перевірка алгоритмів МБ, МК, МВКФ з використанням тонального гармонійного сигналу і макету джерела ВШСЧ БПЛА в закритому приміщенні, в умовах сильних відбиттів;

- перевірка алгоритмів МБ, МК, МВКФ з використанням тонального гармонійного сигналу і макету джерела ВШСЧ БПЛА у відкритому просторі з мінімальним впливом відбиттів від місцевих предметів;

- перевірка алгоритмів МВКФ з використанням БПЛА на відкритому просторі.

5.3.1 Засоби виміру

Запис сигналів АВ БПЛА здійснюється з використанням мікрофонних решіток (МР) з чотирьох вимірювальних конденсаторних мікрофонів Superlux ECM - 999, що мають кругову діаграму спрямованості. Мікрофони розміщено на рейці з кроком 180 мм. Виходи мікрофонів підключені до входу зовнішньої чотирьоканальної звукової карти Behringer U - Phoria UMC404HD (рис. 5.3), де звукові електричні сигнали підсилюються малопотужними мікрофонними підсилювачами та перетворюються до цифрової форми з частотою дискретизації $F_{\text{д}} = 48$ кГц і розрядністю 24 біти.



Рисунок 5.3 – Зображення звукової карти Behringer U - Phoria UMC404HD.

Основні характеристики мікрофону Superlux ECM999 наведені в таблиці 5.1. МР змонтована на поворотному пристрої з відліковою кутомірною шкалою, рис. 5.4. Кожен мікрофон лінійної решітки має вітровий захист.

Таблиця 5.1 – Основні параметри мікрофону Superlux ECM999

Діаграма спрямованості	Неспрямована
Діапазон частот, Гц	20-20000
Чутливість, дБВ/Па	-37



Рисунок 5.4 – Мікрофонна решітка на поворотному пристрої з відліковою кутомірною шкалою.

В якості джерела вузько смугового акустичного сигналу використано Bluetooth-колонку JBL MINI Xtreme. Вихідна потужність 20Вт, діапазон відтворюваних частот 20-20000 Гц.

Макет джерела ВШСЧ БПЛА, рис. 5.5, представляє собою гвинтомоторну групу (мотор A2212 930KV 3.17 мм, пропелер 8'x4.5) з регулятором ходу Mystery, 30А, контролером обертів та опорою. Контролер обертів дозволяє регулювати швидкість обертання двигуна в широкому діапазоні.

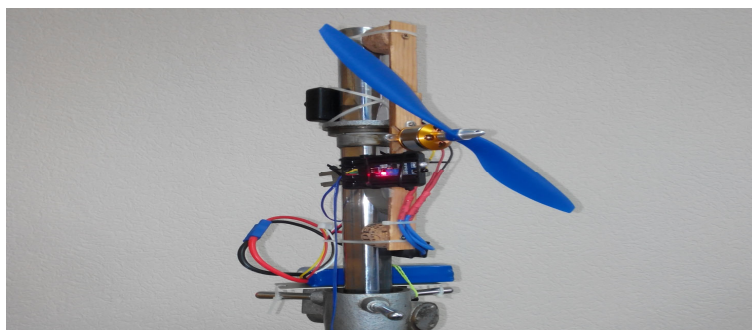


Рисунок 5.5 – Макет джерела акустичного ВШСЧ БПЛА

5.3.2 Дослідження ефективності алгоритмів визначення напрямку приходу АВ за результатами вимірів в приміщенні

Для дослідження впливу відбиттів вимірювальне устаткування у складі мікрофонної решітки, рис. 5.4 і джерела АВ розташовувалося в приміщенні. Схема розташування устаткування наведена у додатку Б на рисунку Б.3. Висота встановлення МР і джерела сигналу 1.5 м, відстань від МР до джерела дорівнює 4.8 м. Джерело акустичного сигналу послідовно встановлювалося в позиціях з азимутами : 13.4° , 10.1° , 6.8° , -3.4° , 0° , -3.4° , -6.8° , -10.1° , 13.4° (позиції 1,2...n рис. Б.3) на 5...8 с. Використовувалися джерело гармонійного випромінювання і джерело випромінювання в широкій смузі частот.

5.3.2.1 Результати вимірів з джерелом гармонійного сигналу в приміщенні

За результатами проведених вимірів отримані звукозаписи сигналів з використанням 4-х елементної мікрофонної решітки від джерела гармонійного сигналу частотою 800 Гц в приміщенні. Виконано побудову просторового спектру класичним методом Бартлетта. Цей метод не дозволяє отримати високу роздільну здатність, що сильно залежить від кількості елементів мікрофонної решітки.

Експеримент було проведено в приміщенні за наявності сильних відбиттів, що не дозволило отримати істинний пеленг, рис. 5.6 . На цьому рисунку представлена поверхня утворена переміщенням по осі часу просторового спектру. Амплітуди спектральних складових кодуються кольором. Таку поверхню називатимемо "поверхнею просторового спектру". Також було отримано зображення просторового спектру для однієї вибірки в довільний момент часу (рис. 5.7). Було виявлено, що структура сигналу не дозволяє реалізувати надрозрізнявальні методи, що базуються на оберненні кореляційної матриці, такі як, наприклад, метод Кейпона.

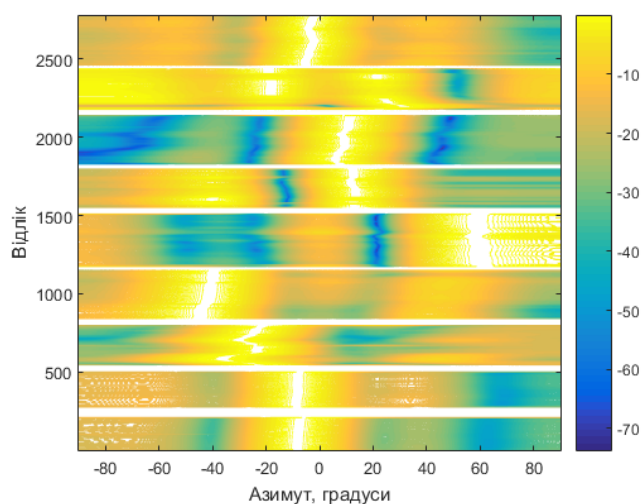


Рисунок 5.6 – Ізолінії "поверхні просторового спектру" для оцінки напрямків джерел АВ отримані з використанням методу Бартлетта.

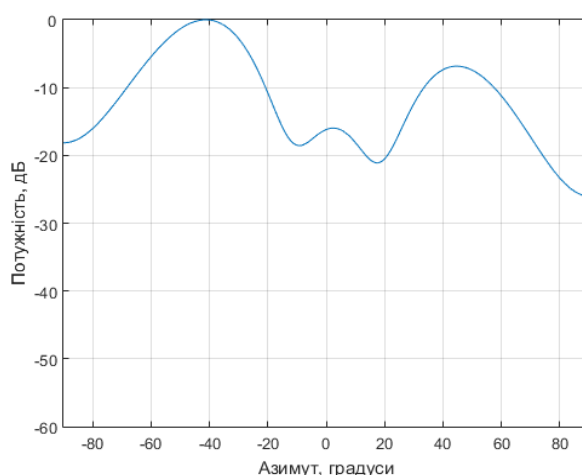


Рисунок 5.7 – Просторовий спектр для оцінки напрямків джерел сигналів отриманий з використанням методу Бартлетта.

Також була виконана обробка результатів вимірів з джерелом гармонійного сигналу частотою 800 Гц з використанням алгоритму МВКФ. Результат визначення пеленга джерела гармонійного коливання з частотою 800 Гц представлений на рис. 5.8. На цьому рисунку представлена поверхня утворена переміщенням по осі часу взаємнокореляційної функції. Рівні взаємнокореляційні функції кодуються кольором. Таку поверхню називатимемо "поверхнею ВКФ".

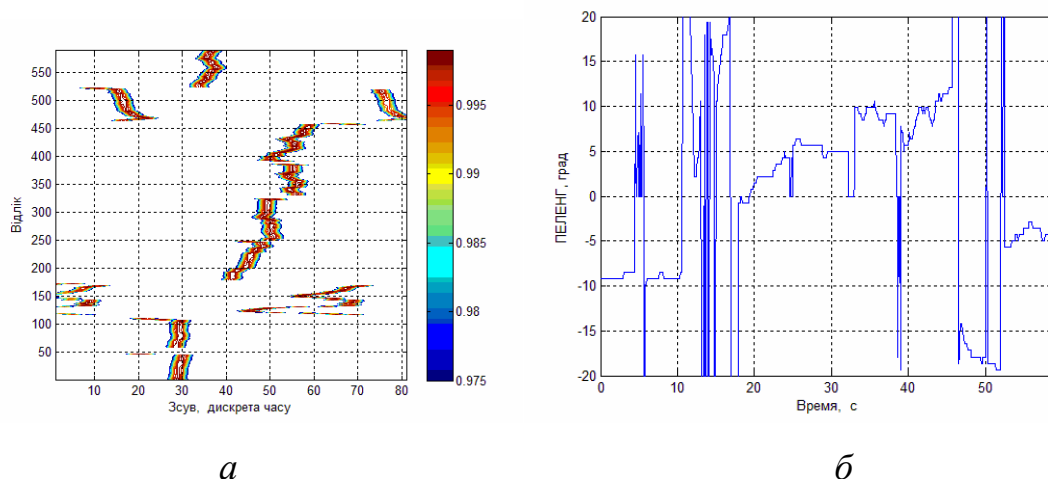


Рисунок 5.8 – Результат визначення пеленга джерела гармонійного коливання з частотою 800 Гц по алгоритму МВКФ за наявності сильних відбиттів. (а - ізолінії "поверхні ВКФ" на рівнях 0.9...1.0 . Зсув 40 одиниць відповідає зсуву у часі "0"; б - зміна позиції максимуму взаємнокореляційної функції у часі)

У ході цього експерименту було виявлено що пеленг джерела гармонійного сигналу жодним з розглянутих методів (МБ, МК, МВКФ) визначити неможливо через сильні перевідбиття сигналу від стін і предметів в приміщенні.

5.3.2.2 Результати вимірів з джерелом випромінювання в широкій смузі частот в приміщенні

За результатами проведених вимірів отримані звукозаписи сигналів з використанням 4-х елементної мікрофонної решітки від джерела випромінювання в широкій смузі частот в приміщенні. Виконано побудову просторового спектру класичним методом Бартлетта. Цей метод не дозволяє отримати високу розрізнявальну здатність, яка сильно залежить від кількості елементів мікрофонної решітки. Джерело акустичного сигналу, випромінювання якого зосереджено в широкій смузі частот, рухалось з однієї сторони до іншої. Експеримент було проведено в приміщенні за наявності сильних відбиттів, що не

дозволило отримати істинний пеленг (рис. 5.9). Також було отримано зображення просторового спектру для одного сегмента сигналу в довільний момент часу (рис. 5.10).

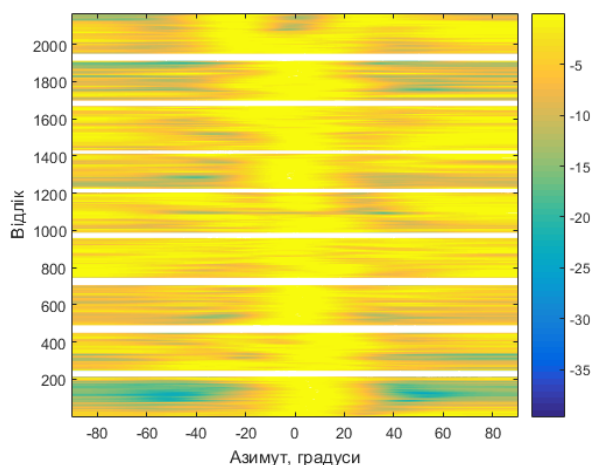


Рисунок 5.9 – Ізолінії "поверхні просторового спектру" для оцінки напрямків джерела АВ в широкій смузі частот.

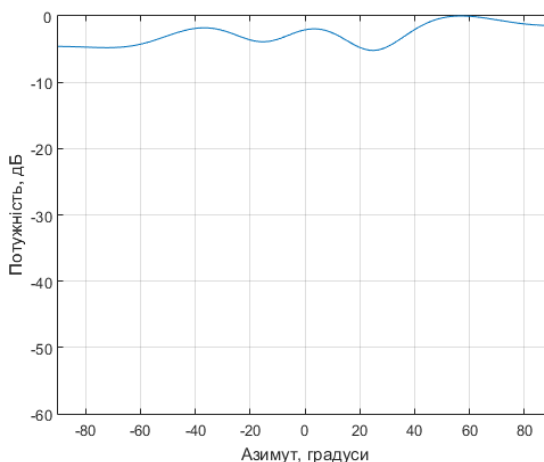


Рисунок 5.10 – Просторовий спектр для оцінки напрямків джерела АВ в широкій смузі частот, що отримано з використанням методу Бартлетта.

Використані алгоритми можуть працювати лише з вузько смуговими сигналами, тому необхідно ввести попередню обробку даних. Було використано смуговий фільтр з наступними характеристиками: $f_{z1} = 800$ Гц; $f_{n1} = 950$ Гц; $f_{n2} = 965$ Гц; $f_{z2} = 1100$ Гц; рівень пригнічення -60 дБ.

Також була виконана обробка результатів вимірів з макетом джерела акустичного ВШСЧ БПЛА з використанням алгоритму МВКФ. Результат визначення пеленга джерела гармонійного коливання з частотою 800 Гц представлений на рис. 5.11.

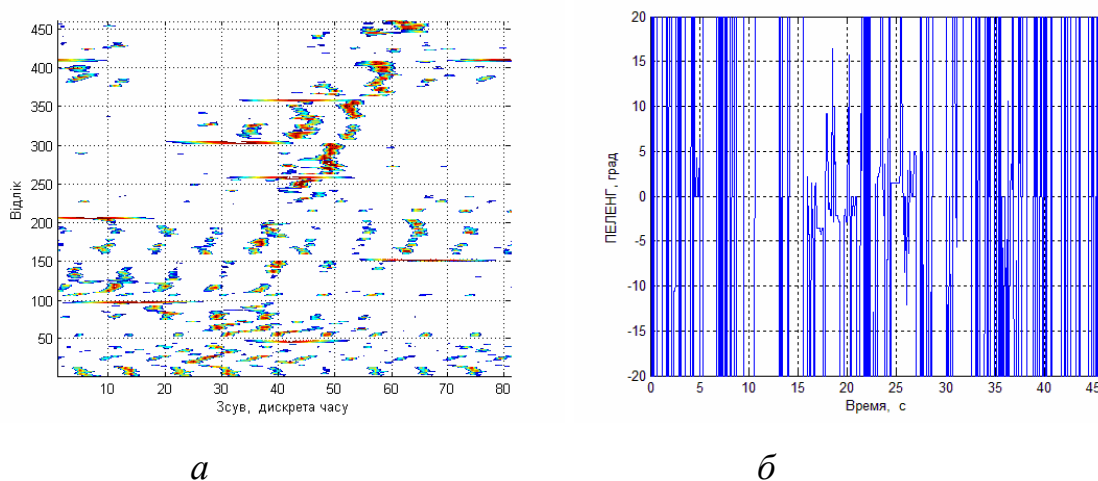


Рисунок 5.11 – Результат визначення пеленга джерела АВ в широкій смузі частот по алгоритму МВКФ за наявності сильних відбиттів в приміщенні (а - ізолінії "поверхні ВКФ" під час сеансу виміру на рівнях 0,9...1.0. Зрушення 40 одиниць відповідає зсуву у часі «0»; б - пеленг вимірюється по зміні позиції максимуму ВКФ під час сеансу виміру)

У ході цього експерименту було виявлено, що пеленг джерела ВШСЧ сигналу жодним з розглянутих методів (МБ, МК, МВКФ) визначити неможливо через сильні перевідбиття сигналу від стін і предметів у приміщенні.

5.3.3 Дослідження ефективності алгоритмів визначення напрямку приходу АВ за результатами вимірів у відкритому просторі з використанням тонального гармонійного сигналу і макету джерела акустичного ВШСЧ БПЛА

Для мінімізації впливу відбиття від місцевих предметів експеримент проводився на плоскій поверхні даху п'ятиповерхового учбового корпусу ХНУРЭ. Висота МР над рівнем даху $h_1=1,5$ м. Висота установки джерела гармонійних

коливань над поверхнею даху 0.1 м. Джерело АВ встановлювалося на відстані 5 м в точках з кутами 22.6° , 18.4° , 14° , -9.46° , 0° , -9.46° , -18.4° , -22.6° від напрямку основної вісі МР.

Висота установки джерела ВШСЧ БПЛА над поверхнею даху 1.5 м. Джерело АВ встановлювалося на відстані 5 м в точках з кутами -18.4° , 0° , 18.4° (додаток Б, рис.Б.4).

5.3.3.1 Результати вимірів з джерелом гармонійного сигналу у "відкритому" просторі

За результатами проведених вимірів отримані звукозаписи сигналів з використанням 4-х елементної мікрофонної решітки від джерела гармонійного сигналу частотою 800 Гц у "відкритому" просторі. Виконано побудову просторового спектру спектральними методами: методом Бартлетта та методом Кейпона. Метод Бартлетта є класичним методом і не має високої розрізнявальної здатності. Метод Кейпона відноситься до надрозрізнявальних методів та базується на оберненні кореляційної матриці.

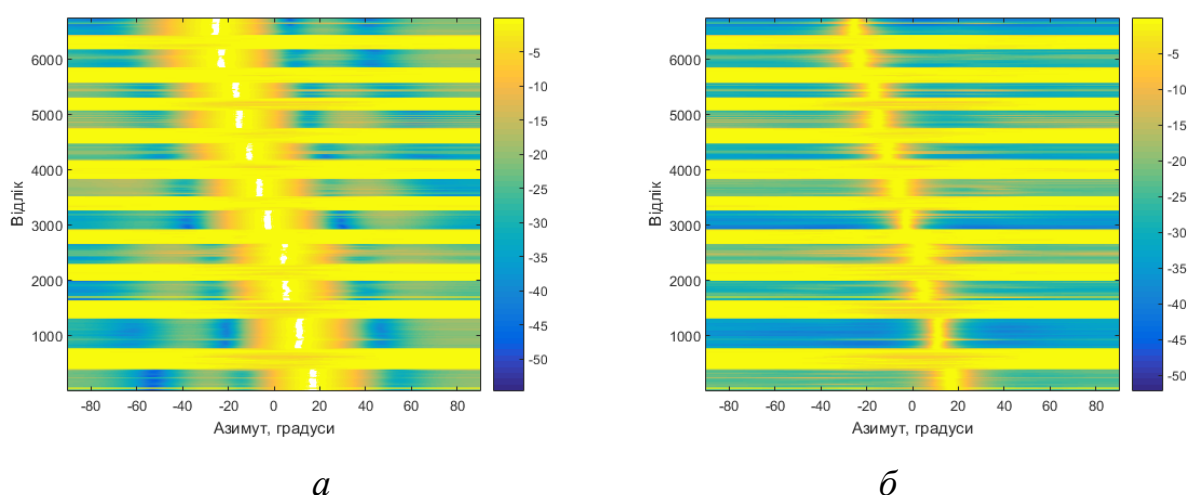


Рисунок 5.12 – Ізолінії "поверхні просторового спектру" для оцінки напрямків джерел сигналів, що отримано з використанням методу Бартлетта

(*a* – метод Бартлетта; *б* - метод Кейпона)

При проведенні експерименту джерело монохроматичного акустичного сигналу встановлювалося на точку, що відповідає раніше вказаним азимутам на рис.Б.4. Також було отримано зображення просторового спектру для одного сегмента звукового сигналу з напрямку 18.4° (рис. 5.13).

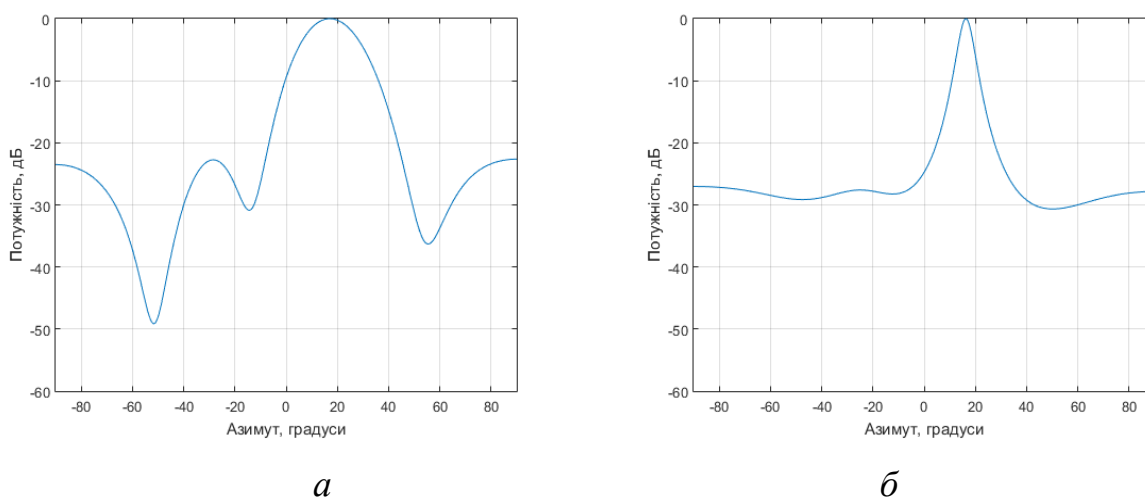


Рисунок 5.13 – Просторовий спектр для оцінки напрямків джерел сигналів з напрямку 18.4° (*a* – метод Бартлетта; *б* - метод Кейпона)

З отриманих даних видно, що метод Кейпона має набагато більшу розрізнявальну здатність ніж класичний метод Бартлетта, а також менший рівень бокових пелюстків.

Виконана обробка результатів вимірів з джерелом гармонійного сигналу частотою 800 Гц з використанням алгоритму МВКФ. Результат визначення пеленга джерела гармонійного коливання з частотою 800 Гц представлений на рис. 5.14. Зсув в 40 одиниць відповідає зсуву у часі "0"; оцінки вимірів пеленга джерела гармонійного сигналу отримані в експерименті показують хорошу відповідність заданому значенню пеленга.

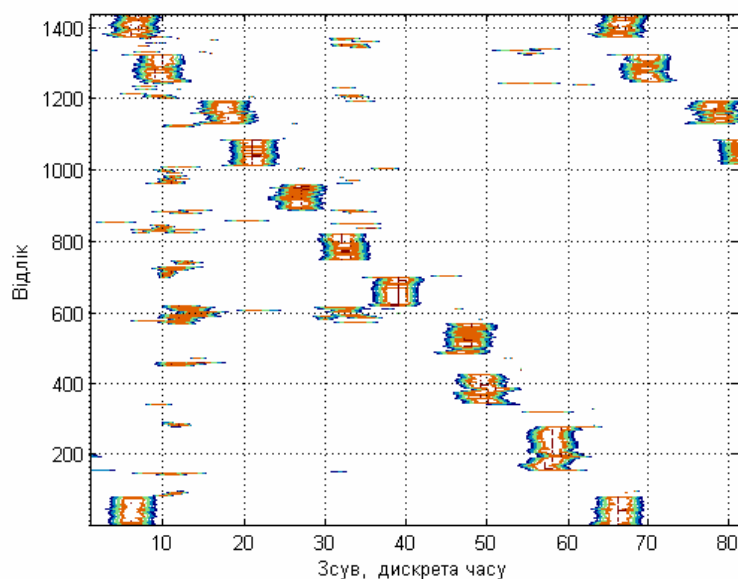


Рисунок 5.14 – Результат визначення пеленга джерела випромінювання в широкій смузі частот по алгоритму МВКФ у "відкритому" просторі - ізоляції "поверхні ВКФ" під час сеансу виміру на рівнях 0,95...1.0

5.3.3.2 Результати вимірів з джерелом випромінювання в широкій смузі частот у "відкритому" просторі

За результатами проведених вимірів отримані звукозаписи сигналів з використанням 4-х елементної МР від джерела АВ в широкій смузі частот в "відкритому" просторі. Виконано побудову просторового спектру спектральними методами - Бартлетта та Кейпона.

Використані алгоритми можуть працювати лише з вузько смуговими сигналами, тому необхідно ввести попередню обробку даних. Було використано смуговий фільтр з наступними характеристиками: $f_{z_1} = 800$ Гц; $f_{n_1} = 950$ Гц; $f_{n_2} = 965$ Гц; $f_{z_2} = 1100$ Гц; рівень пригнічення - 60 дБ. При проведенні експерименту джерело акустичного сигналу, випромінювання якого зосереджено в широкій смузі частот (ВШСЧ), було встановлено у трьох напрямках: 18.4° , 0° та -18.4° , що й відображено на рис. 5.15.

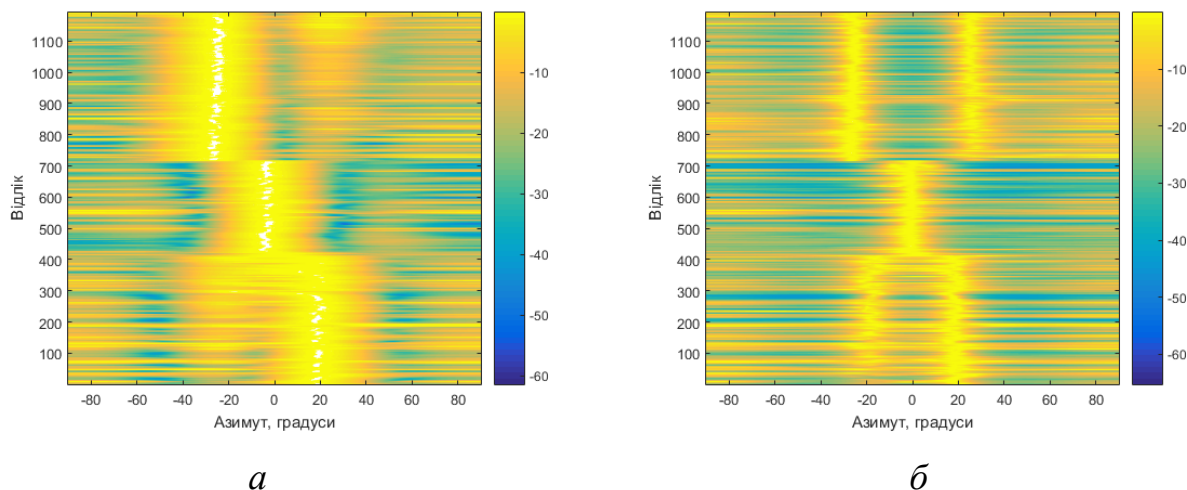


Рисунок 5.15 – Ізолінії «поверхні просторового спектру» для оцінки напрямків джерел сигналів (*a* – метод Бартлетта; *б* - метод Кейпона)

Також було отримано зображення просторового спектру для одного сегменту звукового сигналу з напрямку 18.4° (рис. 5.16).

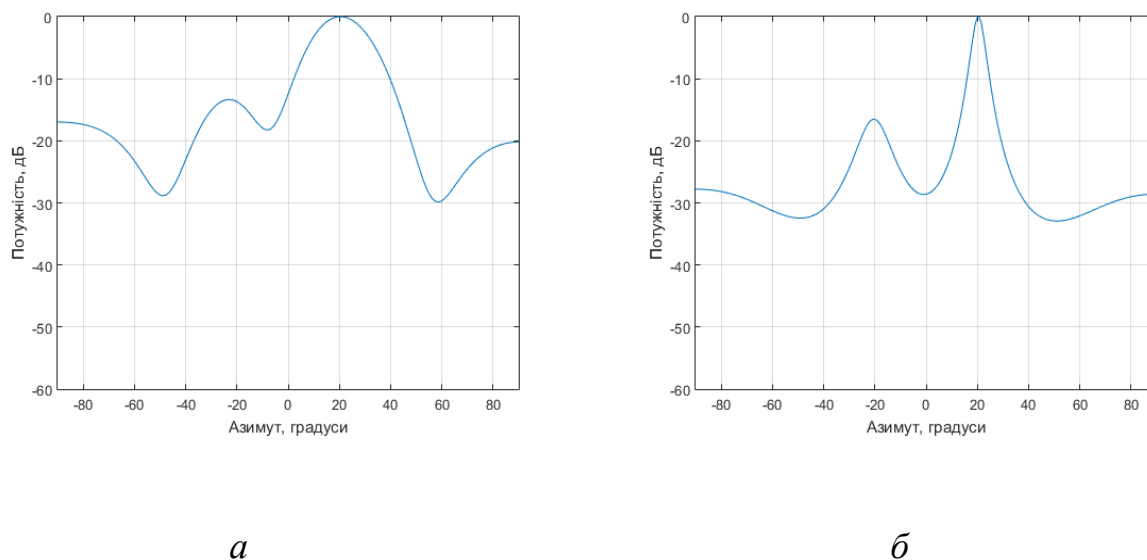


Рисунок 5.16 – Просторовий спектр для оцінки напрямків джерел сигналів (*a* – метод Бартлетта; *б* - метод Кейпона)

З отриманих даних видно, що метод Кейпона має набагато більшу роздільну здатність ніж класичний метод Бартлетта, а також менший рівень бокових пелюстків. При положеннях джерела 18.4° та -18.4° реєструвалися відбиття

дзеркально до нуля. Відбиття має приблизно на 15 дБ меншу потужність ніж основне коливання.

Виконана обробка результатів вимірів пеленга джерела випромінювання в широкій смузі частот в "відкритому" просторі з використанням алгоритму МВКФ. Джерело випромінювання в широкій смузі частот встановлювалося в трьох азимутах: 18.4° , 0° та -18.4° . Пеленг вимірюється по зміні позиції максимуму взаємнокореляційної функції сигналів мікрофонів мікрофонної решітки під час сеансу виміру. Результат визначення пеленга джерела АВ в широкій смузі частот представлений на рис. 5.17.

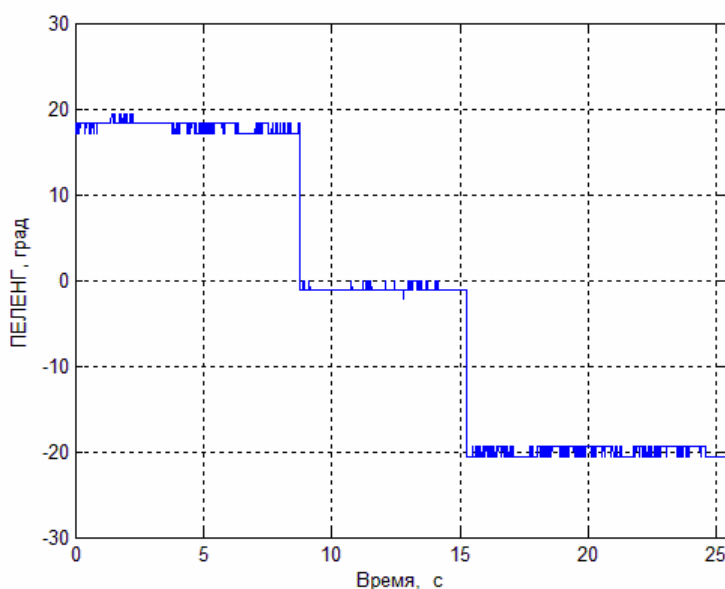


Рисунок 5.17 – Результат визначення пеленга джерела випромінювання в широкій смузі частот по алгоритму МВКФ, джерело встановлювалося в трьох напрямках: 18.4° , 0° та -18.4°

Оцінки вимірів пеленга джерела випромінювання в широкій смузі частот в "відкритому" просторі, отримані в експерименті, показують хорошу відповідність заданим значенням пеленга.

5.3.4 Дослідження ефективності алгоритмів визначення напрямку приходу АВ БПЛА в реальних умовах

В якості джерела АВ використовується квадрокоптер DJI Phantom 3, рис. 5.18.

Вимірювальне устаткування розміщене на плоскій поверхні даху п'ятиповерхового учбового корпусу ХНУРЭ. Висота плоскої поверхні даху над поверхнею землі $h_3=19$ м. Під час сеансів вимірів квадрокоптер DJI Phantom 3 зависає в позиції, показаній на рисунку Б.4, а також на рис. 5.19: відстань квадрокоптеру від МР $r=10$ м ($r=30$ м), висота над рівнем даху $h_2=4$ м, висота МР над рівнем даху $h_1=1,5$ м.



Рисунок 5.18 – Підготовка квадрокоптера DJI Phantom 3 до польоту



Рисунок 5.19 - Зависання квадрокоптера DJI Phantom 3 під час виміру характеристики пеленгації.

Напрямок ДС МР на квадрокоптер по кутомірному відліковому пристрою встановлюється на 0° . Амплітуда "рискання" квадрокоптера відносно точки зависання, обумовлена поривами вітру, не перевищувала 0.5 м. Невизначеність пеленга, обумовлена ризиканням, при віддаленні БПЛА на 10 м не перевищує 3° , при 30 м не перевищує 1° .

За даними Харківського метеоцентру погода під час проведення експерименту була похмурою, йшов невеликий сніг, температура - $+1^\circ\text{C}$, тиск 738 мм, вологість - 96%, швидкість вітру 3...5 м/сек.

Рівень шуму на місці проведення вимірів 50...52 дБА.

Після виведення квадрокоптера в позицію зависання, проводився вимір характеристики пеленгації шляхом повороту МР в секторі кутів $90^\circ \dots -90^\circ$.

На першому етапі поворот МР впродовж 10 с в секторі кутів $90^\circ \dots -90^\circ$ і у зворотному напрямі за такий же інтервал часу. Результат оцінки пеленга на БПЛА в сеансі повороту МР в секторі кутів $90^\circ \dots -90^\circ$ і $-90^\circ \dots 90^\circ$ по алгоритму МВКФ на віддаленні 30 м, без попередньої обробки, представлений на рис. 5.20 а.

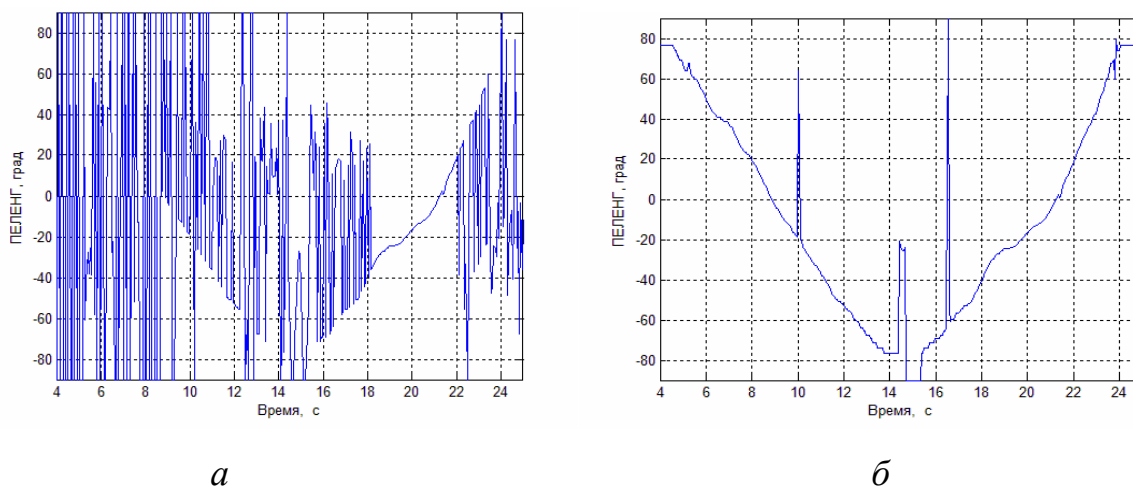


Рисунок 5.20 – Результат визначення пеленга на БПЛА в сеансі повороту МР в секторі кутів $90^\circ \dots -90^\circ$ і $-90^\circ \dots 90^\circ$ по алгоритму МВКФ (*а* - без попередньої обробки сигналу; *б* - після застосування фільтрації сигналу ФВЧ з частотою зрізу 700 Гц)

Для підвищення ефективності роботи алгоритму МВКФ необхідно зменшити вплив низькочастотних завад, обумовлених природними шумами. Після застосування фільтрації сигналу ФВЧ з частотою зрізу 700 Гц результат визначення пеленга представлений на рис. 5.20 б.

На рис. 5.21 представлені ізолінії "поверхні ВКФ" на рівнях $-1.0 \dots 1.0$ в сеансі повороту МР в секторі кутів $90^\circ \dots -90^\circ$ і $-90^\circ \dots 90^\circ$.

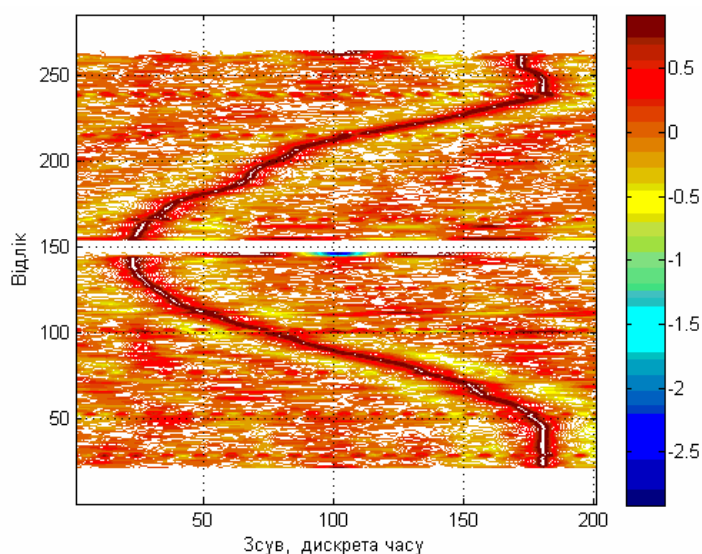


Рисунок 5.21 – Ізолінії "поверхні ВКФ" на рівнях $0.1 \dots 0$ у сеансі повороту МР в секторі кутів $90^\circ \dots -90^\circ$ і $-90^\circ \dots 90^\circ$.

Зрушення 100 одиниць відповідає "0" після застосування фільтрації сигналу ФВЧ з частотою зрізу 700 Гц. Для виміру характеристики пеленгації проводився запис сигналу при повороті МР в секторі кутів $90^\circ \dots - 90^\circ$ східцями через 15° при віддаленні БПЛА на 10 і 30 м. Тривалість запису сигналу в кожній кутовій позиції - 5...8 с, застосовувалася фільтрація сигналу ФВЧ з частотою зрізу 700 Гц. Результати визначення пеленга при віддаленні БПЛА на 10 і 30 м представлені відповідно на рис. 5.22 і 5.23. Зсув у 100 одиниць відповідає зсуву у часі «0».

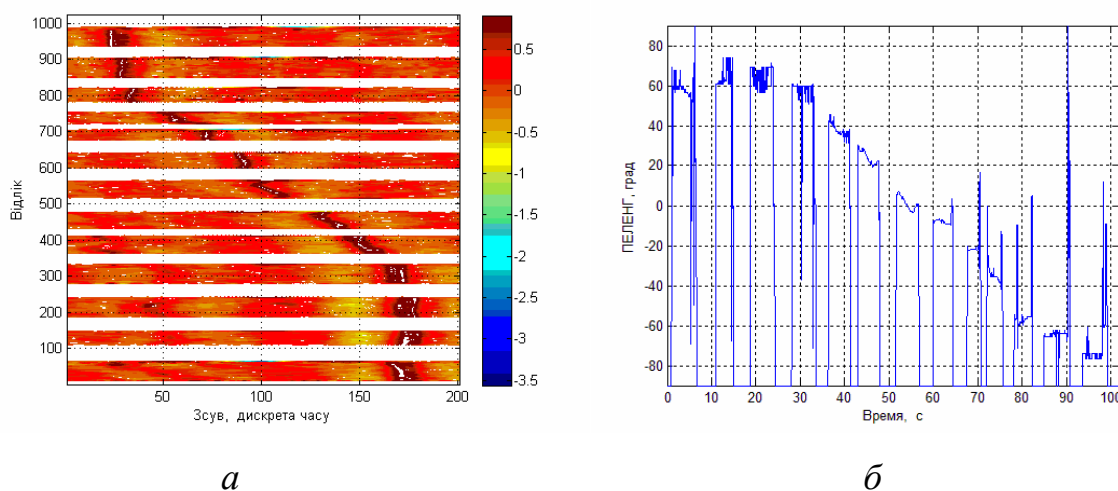


Рисунок 5.22 – Результати визначення пеленга по алгоритму МВКФ при відстані до квадрокоптера 10 м (*a* - ізолінії «поверхні ВКФ»; *б* - пеленг вимірюється по зміні позиції максимуму ВКФ під час сеансу виміру)

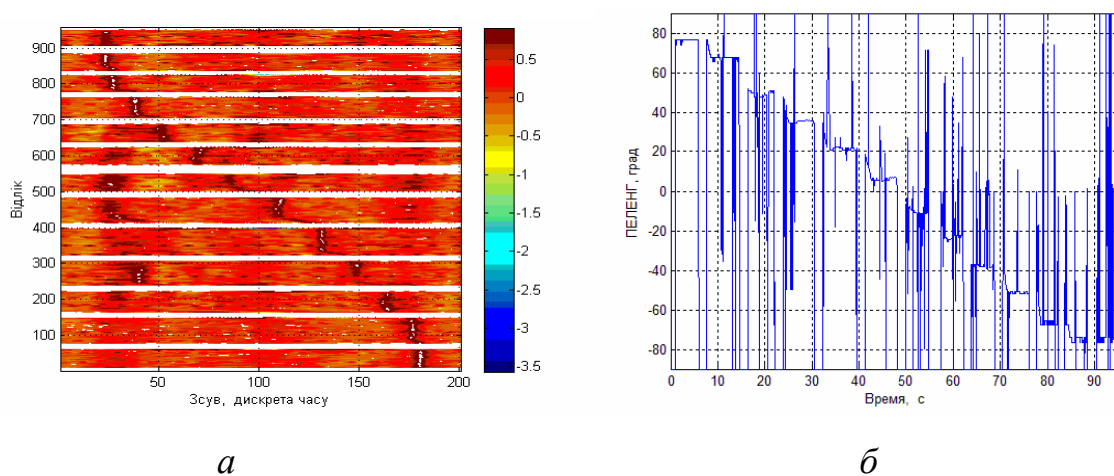


Рисунок 5.23 – Результати визначення пеленга по алгоритму МВКФ при відстані до квадрокоптера 30 м (*a* - ізолінії «поверхні ВКФ»; *б* - пеленг вимірюється по зміні позиції максимуму ВКФ під час сеансу виміру)

За результатами проведених вимірів побудовані характеристики пеленгації, отримані з використанням алгоритму МВКФ, при віддаленні БПЛА на 10 м і 30 м (рис. 5.24). Невеликий зсув характеристики пеленгації відносно положення істинного пеленгу обумовлене неточністю виведення БПЛА в точку зависання при проведенні вимірів. Значне відхилення характеристики пеленгації при кутах відхилення більше 60° можна пояснити впливом відбиттів від надбудов на даху корпусу.

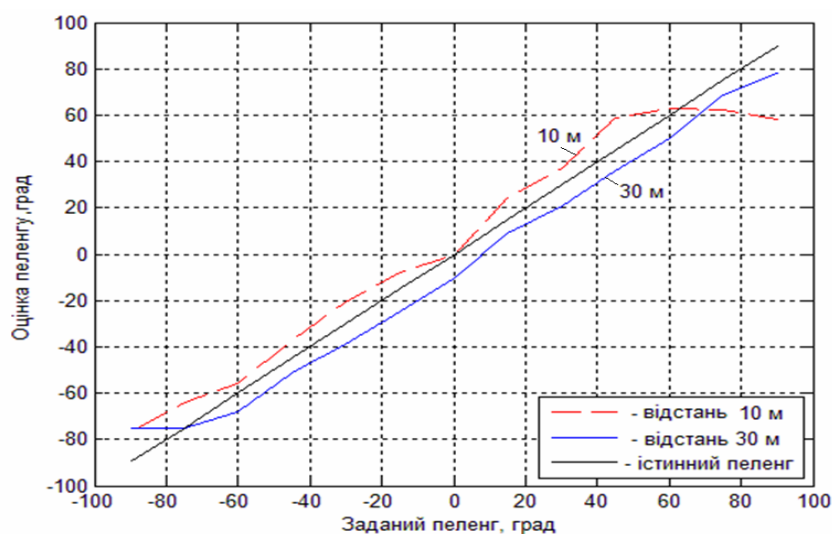


Рисунок 5.24 – Характеристики пеленгації, отримані з використанням алгоритму МВКФ при віддаленні БПЛА на 10 м і 30 м

Проведено експеримент з пеленгації БПЛА на даху учбового корпусу ХНУРЕ за умов малих відбиттів. Мікрофонна решітка при проведенні вимірів розташована на відстані 5 метрів від джерела акустичного випромінювання. Обробка результатів сканування МР джерела широкосмугового АВ БПЛА здійснювалась по алгоритму Кейпона. Виконано побудову поверхні просторового спектру методом Кейпона (рис. 5.25), використовуючи яку можна проводити інтерпретацію результатів проведеного експерименту. З рисунка можна прослідити траєкторію пеленга руху БПЛА, яка виглядає у виді «хребта».

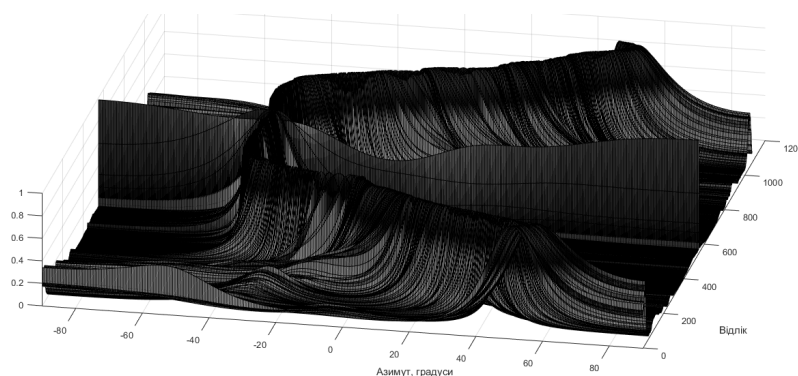


Рисунок 5.25 – Поверхня просторового спектру для оцінки напрямків джерел сигналів отримана за допомогою метода Кейпона.

Окрім основного сигналу спостерігається сигнал завади у тривимірному графіку у вигляді вузького «гребеня». Також було отримано пеленг у вигляді ізоліній (рис. 5.26.).

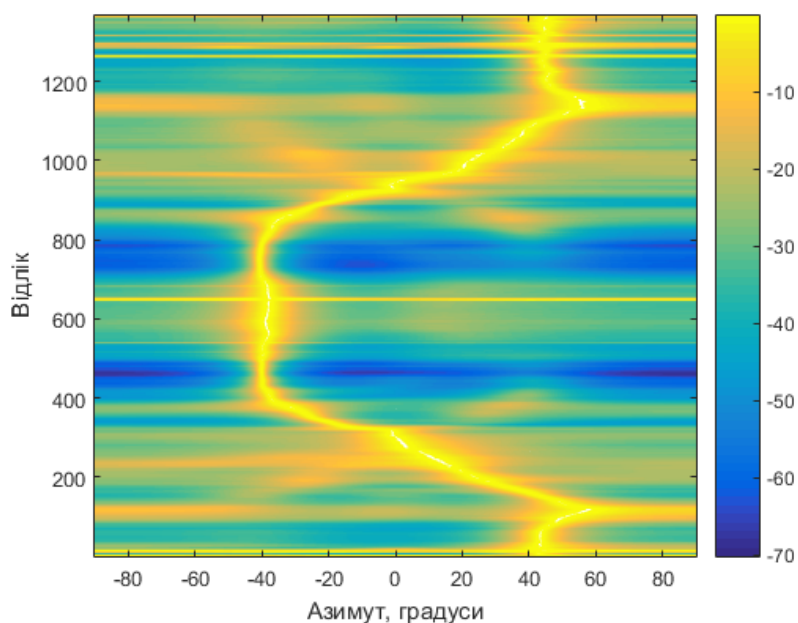


Рисунок 5.26 – Ізолінії поверхні просторового спектру для оцінки напрямків джерел сигналів отримані за допомогою метода Кейпона

З отриманих даних видно, що метод Кейпона має високу роздільну здатність та з успіхом може застосовуватися для пеленгації та побудови просторового спектру в содарах виявлення БПЛА.

Висновки за розділом 5

1. Можливості використання класичних методів для пеленгування БПЛА за їх АВ значною мірою обмежені тим, що пеленгування можливе тільки при наявності у ДС системи лише одного об'єкта. Якщо у ДСА присутні декілька об'єктів, це приводить до появи аномальних помилок при оцінці пеленга, оскільки амплітудно-фазове розподілення акустичного поля на апертурі антени буде представляти собою суперпозицію декількох хвиль. Через малі розміри апертури мікрофонного пристрою розрізнення джерел АВ у цьому випадку виявляється низьким.

2. Класичний неадаптивний метод Бартлетта є найбільш простим з точки зору його реалізації у практиці пеленгації БПЛА з використанням решіток, однак, він має суттєвий недолік - його просторове кутове розрізнення обмежене релеєвською межею. Підвищення просторового розрізнення можливе тільки збільшенням кількості елементів решітки, а збільшення часу спостереження або відношення сигнал/завада практично не впливають на характеристики розрізнення.

3. Характеристики просторового розрізнення джерел випромінювання методом надрозрізнення Кейпона з використанням решітки суттєво перевищують характеристики класичного методу Бартлетта, оскільки він використовує додаткові ступені свободи для концентрації отриманої енергії вздовж напрямку пеленга об'єкту. При цьому зменшується спектральне розсіювання від близько розташованих джерел випромінювання, а розрізнявальна здатність за методом Кейпона залежить від відношення сигнал/завада та від кількості елементів МР.

4. У практиці пеленгування досить часто серед методів надрозрізнення [127] - [128] використовуються методи MUSIC (а також його різновид ROOT-MUSIC) і ESPRIT. При цьому розрізнявальна здатність методів ROOT-MUSIC і ESPRIT перевищує приблизно у 2 рази розрізнявальну здатність методу MUSIC, однак, методи паралельного аналізу потребують значних обчислювальних затрат.

Більшість характеристик відомих методів пеленгування отримані теоретичним шляхом, а основним методом дослідження їх характеристик та можливостей є метод статистичного комп'ютерного моделювання.

5. Недоліком більшості методів надрозрізнення є необхідність формування вибірових кореляційних матриць, а також необхідність виконання сингулярного розкладення або розкладення за власними векторами отриманих матриць. В умовах динамічної обстановки, яка швидко змінюється, особливо при пеленгуванні малих БПЛА, ця умова накладає достатньо жорсткі обмеження на часові та обчислювальні ресурси локаційної акустичної системи.

6. У даний час не представляється можливим виділити серед алгоритмів оцінювання просторових спектрів і пеленгування один єдиний, який перевершує усі відомі методи у різних умовах функціонування. Вибір методу для задачі пеленгування має здійснюватися з урахуванням наявності апріорної інформації про об'єкти, які досліджуються, сигнально-завадової обстановки, яка є у наявності, а також з урахуванням конфігурації МР, її геометричних параметрів та кількості елементів.

7. При розробці содара виявлення БПЛА система пеленгації акустичних джерел шумових випромінювань може бути побудована найбільш ефективно з використанням надрозрізнювальних методів просторового спектрального аналізу. Надрозрізнювальні методи пеленгації забезпечують розділення джерел випромінювання, що знаходяться у межах головного променя ДС решітки, на відміну від алгоритму Бартлетта (ДПФ), який нині застосовується у діючих содарах виявлення БПЛА. Тому алгоритм Кейпона, синтезований при менших обмеженнях на підлягаючі аналізу сигнали (зокрема, на співвідношення дисперсій власних шумів каналів приймання), більш привабливий для практичного використання в системі пеленгації БПЛА. Структурна схема реалізації системи пеленгування БПЛА з використанням методу Кейпона наведена у додатку Б на рис. Б.2.

8. Експериментальні дослідження методів пеленгування підтвердили високу ефективність методу Кейпона при пеленгуванні джерел вузько смугового АВ та методу взаємної кореляційної функції при пеленгуванні джерел з широкосмуговими сигналами АВ, що викликає потребу використовувати в акустичній системі виявлення, розпізнавання та визначення координат БПЛА обох методів пеленгації.

ВИСНОВКИ

У ході виконання НДР розроблено технічні рішення для створення системи первинної обробки сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних БПЛА, на тлі маскувальних пасивних завад, розв'язання на етапі первинної обробки задачі нетраєкторної селекції сигналів БПЛА в умовах цілеподібних дискретних відбиттів, захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від активних шумових завад з одночасною пеленгацією постановників шумових випромінювань.

Основні висновки зводяться до наступного.

1. Статистично оптимальна міжперіодна обробка (МПО) гауссових когерентних сигналів на тлі гауссових пасивних перешкод (ПП) і внутрішнього шуму передбачає перетворення вектора вхідних дій у лінійному фільтрі, що максимізує енергетичне відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ). Такий фільтр для M – елементної пачки когерентного сигналу має оптимальну M – вимірну імпульсну характеристику (ІХ) і може бути утворений послідовним з'єднанням обертаючого фільтра перешкод з $M \times M$ матричною ІХ (МІХ), оберненої до $M \times M$ кореляційної матриці (КМ) перешкод, і фільтра з M – елементної ІХ, узгодженою з відповідною когерентною пачкою очікуваного сигналу, який максимізує енергетичне відношення сигнал/шум під час відсутності ПП.

2. Обертаючий фільтр перетворює вхідний M – вимірний вектор перешкоди з довільною КМ у вихідний M – вимірний вектор із КМ, оберненої до вхідної. Це перетворення супроводжується оптимальною нетривіальною мінімізацією потужності перешкод. Частотна характеристика (ЧХ) обертаючого фільтра має "провали" у зоні "гребенів" енергетичного спектра вхідного процесу. Ці "провали" залежать від інтенсивності й форми спектра перешкод.

3. Функції обертаючого фільтра можуть бути виконано двома послідовно з'єднаними відбілюючими фільтрами перешкод. МІХ першого з них пропорційна (неєдиному) матричному "кореню" з $M \times M$ МІХ обертаючого фільтра, а другого – ермітово спряжена з МІХ першого. У ролі цих МІХ можуть виступати, зокрема,

співмножники Холецького верхне-нижнього й нижне-верхнього трикутних розкладань МІХ обертаючого фільтра.

4. Показано, що в гіпотетичній ситуації точно відомих КМ ПП, що апроксимуються авторегресійними (АР) процесами з обраними параметрами, «згладжування» вікнами Хеммінга або Ханна ІХ накопичувача оптимальної (у відсутності «згладжування») схеми веде до більших втрат обраного критерію (до 5 дБ при відносно більших розмірах ($M = 64$) пачки імпульсів і до 55 дБ – при малих ($M = 16$)).

5. Точна реалізація оптимальної обробки могла б виявитися досить складною навіть у розглянутих гіпотетичних умовах точного знання статистичних характеристик (КМ) гауссових вхідних дій. Найбільш складні операції обернення або відбілення перешкоди, що вимагають порядку M^2 множень у кожному елементі дозволу по дальності з типової для практики часовою довжиною від одиниць до часток мкс. У реальних умовах апріорної невідомості й мінливості КМ ці операції значно ускладнюються через необхідність уводити додатково ще більш ємні по обчислювальних витратах операції оцінювання невідомих параметрів перешкод. У той же час ці витрати в типових ситуаціях суттєво нестаціонарних по дальності й (або) азимуту ПП можуть не дати позитивного ефекту через погане співвідношення між числом параметрів, що підлягають оцінюванню, і доступним об'ємом класифікованої навчальної вибірки, придатної для розв'язку цієї задачі. Саме цим можна, імовірно, пояснити обережність багатьох розроблювачів, що прагнуть підвищити ефективність нетракторної СРЦ на тлі ПП за рахунок поліпшення неадаптивних різновидів систем МПО (зокрема, цифрових фільтрових або компенсаційно-фільтрових на основі неадаптивних систем ЧПВ різної кратності).

6. Більш перспективним і універсальним представляється, однак, інший підхід. Він пов'язаний з нерівністю внесків у загальний ефект різних оптимальних операцій, внаслідок чого близькі до потенційно можливих характеристики можуть забезпечити й не строго оптимальні (квазіоптимальні) системи МПО із суттєво меншим числом параметрів, що підлягають оцінюванню на етапі адаптації.

7. Проаналізовано набір квазіоптимальних (КО) систем МПО, отриманих послідовним спрощенням базової оптимальної структури. Ці спрощення зводяться до заміни фільтрів придушення перешкоди з «оптимальною» МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{\Psi} = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H}$, оберненою до КМ ПП \mathbf{R} , фільтрами з іншими МІХ. Зокрема, квазіобертаючими фільтрами (з $M \times M$ МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{\Psi}_b = \mathbf{H}_b^* \cdot \mathbf{H}_b$ з нижньою трикутною стрічковою матрицею \mathbf{H}_b із шириною стрічки $zz < M$); відбіляючими (з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}$ з «заповненою» матрицею \mathbf{H}) і квазівідбіляючими (з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{H}_b$) фільтрами; «всепроникним» (з МІХ $\mathbf{T} = \mathbf{I}_M$) фільтром. Оцінені втрати у ВСПШ розглянутих КО систем СРЦ при згладжуванні ІХ когерентного накопичувача в гіпотетичних умовах відомої КМ ПП.

8. Розроблена теорія «трьох ситуацій», що пояснює залежність цих втрат кожної зі схем від доплерівського зсуву частоти корисного сигналу відносно доплерівської частоти гребеня спектра ПП.

9. Для виявлення БПЛА в умовах дії маскувальних протяжних за дальністю (часом) пасивних перешкод запропоновано функціональну схему пристрою між-періодної адаптивної обробки пачки радіоімпульсів на основі квазівідбіляючого «послідовного» чотирьох – семиступінчастого адаптивного решітчастого фільтра (АРФ).

Розроблено головний елемент запропонованої системи захисту від маскувальних ПП – унікальний рекурентний комбінований алгоритм $k=4$ рангового оновлення параметрів АРФ по навчаючий вибірці незалежних векторів ПП з "ковзного" за дальністю вікна. Алгоритм призначений для перетворення "старих" параметрів АРФ, що відповідають t -му ($t \in 1, KK - 1, KK \gg 1$) елементу дальності (моменту часу), у "нові" параметри, що відповідають наступному $(t+1)$ -му її елементу дальності.

10. Проведено експериментальне дослідження (напівнатурний експеримент) АРФ при виявленні БПЛА по цифровим записам реальних відбиттів від місцевих предметів і дощових хмар імпульсної оглядової РЛС Х діапазону з постійним інтервалом зондування. У процесі напівнатурного експерименту порівнювалась ада-

птивна система МПО на основі послідовного 7-кратного (7-ступінчастого) АРФ і штатна неадаптивна система МПО. Для настроювання АРФ використовувався «тьоплицевий» алгоритм Берга, який забезпечує рекордну швидкодію.

Напівнатурний експеримент показав, що адаптивна системи МПО на основі АРФ забезпечила «безпровальну проводку» БПЛА в зоні інтенсивних відбиттів як від місцевості, так і від дощових хмар, тоді як на виході штатної неадаптивної системи МПО спостерігалися пропуски (невиявлення) цілей. Отже, для виявлення БПЛА на фоні маскувальних ПП доцільно використовувати адаптивну систему МПО на основі АРФ.

11. В умовах дії маскувальних і природних імітувальних перешкод, тобто цілеподібних дискретних відбиттів від точкових місцевих предметів і ангелів, запропоновано комбіновану систему компенсації, що складається із АРФ і неадаптивного фільтру. Така комбінована схема обумовлена тим, що кожна з цілеподібних відміток породжена відбивачами, зосередженими в одному – двох імпульсних об'ємах РЛС, тобто об'єм навчаючої вибірки дорівнює $KK = 1,2$. Це не дозволяє настроїти АРФ і зкомпенсувати імітувальні перешкоди.

При великій кількості цілеподібних відміток вторинна система обробки не спроможна розділити БПЛА й хибні цілі. Тому допомогу їй потрібно зробити на етапі первинної обробки. У зв'язку з цим при одночасній дії маскувальних і дискретних імітувальних перешкод у цьому підрозділі для виявлення БПЛА потрібно використовувати комбіновану систему компенсації, що складається із АРФ для компенсації маскувальних ПП і неадаптивного фільтру з вузьким провалом в ЧХ в зоні дії хибних цілей ($f = 0$) для компенсації імітувальних ПП.

На першому етапі досліджувалася комбінована адаптивна – неадаптивна система (КАНС) компенсації протяжних за дальністю (стаціонарних) двошарових (з розщепленим спектром) маскувальних ПП від місцевих предметів, що породжують відбиття з нульовим доплерівським зсувом максимуму спектра, і метеоутворення з довільним доплерівським зсувом максимуму спектра. Були визначені "граничні" можливості КАНС у гіпотетичних умовах відомих статистичних характеристик вхідних дій, що дозволило попередньо порівняти різні варіанти КАНС і

вибрати доцільні для подальших досліджень у ході напівнатурних експериментів по записах реальних ПП, запланованих на другому етапі роботи.

12. Для розв'язку завдань СРЦ на фоні маскувальних ПП, інтервал часової стаціонарності яких перевершує 10 – 20 інтервалів розділення РЛС за дальністю, КАНС може бути корисною тільки при наявності ПП від місцевості (з нульовим доплерівським зсувом спектра). У зонах огляду, де така ПП відсутня, доцільно відмовитися від неадаптивного фільтра, уникши тим самим невинуватих втрат корисного сигналу від цілей з малою радіальною швидкістю руху. Для визначення цих зон може бути корисним попередній спектральний аналіз відбиттів на вході системи МПО

13. З розглянутих різновидів неадаптивних фільтрів найбільш прийнятний решітчастий фільтр, на основі якого може бути реалізована необхідна ЕЧХ або враховуючий мінливість форм спектрів від місцевих предметів їх набір. У практичних завданнях може використовуватися також штатний КІХ–НІХ (кінцева ІХ – нескінченна ІХ) фільтр або класичний ЧПВ-фільтр, але тільки невисокого ($n \leq 2$) порядку.

14. Неадаптивний фільтр повинен передувати адаптивному. Останній у цьому випадку здатний "скорегувати" результати роботи неадаптивного фільтра й за рахунок цього трохи підвищити ефективність обробки в цілому. А якщо ні, то вона може знизитися, особливо при включенні на виході АРФ ЧПВ-фільтра щодо високого ($n > 2$) порядку.

15. Сформульовано практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації комбінованої адаптивно – неадаптивної системи компенсації маскувальних і імітувальних ПП.

Для технічної реалізації в РЛС виявлення БПЛА рекомендується послідовний 4 - 7 – ступінчатий АРФ з тьоплицевим адаптивним алгоритмом його настроювання за навчаючою вибіркою у "ковзному" за дальністю вікні об'ємом $KK = 6 - 12$ при постійному інтервалі повторення імпульсів когерентної пачки сигналу, або при попачічній вобуляції інтервалів зондування, оскільки він забезпечує рекордну швидкодію адаптації. При міжімпульсній вобуляції інтервалів зондування необ-

хідно використовувати базовий алгоритм настроювання АРФ загального виду за навчаючою вибіркою об'ємом $KK = 14 - 22$. При цьому необхідно використовувати рекурентний комбінований алгоритм $k = 4$ рангового оновлення параметрів послідовного АРФ.

Як неадаптивний фільтр рекомендується послідовний решітчастий фільтр (РФ) або штатний фільтр КІХ–НІХ фільтр (рис. 1.55) з 2 - м варіантом вектора ваг НІХ-фільтра $\mathbf{B} = [b_i]_{i=1}^3$: $b_1 = 0$, $b_2 = -0.71$, $b_3 = 1.1$. При цьому рекомендується впровадити набір таких фільтрів з різною шириною їх ЧХ таким чином, щоб компенсувалися, дискретні імітувальних завад, наприклад, відбиття від точкових місцевих предметів при відсутності ангел-луни, яка взагалі не спостерігається в РЛС метрового діапазону. Підключення того чи іншого фільтру з відповідною шириною залежить від завадової обстановки, зокрема, від характеристик дискретних імітувальних завад, яка, в свою чергу, залежить від місцевості, погоди, пори року і часу доби. При відсутності дискретних імітувальних завад (цілеподібних відміток на екрані індикаторів), в зоні дії РЛС, де відсутні маскувальні відбиття від місцевих предметів (поверхні, що підстилає), потрібно вимикати неадаптивний фільтр, щоб не додавати зайву сліпу швидкість.

Для більш ефективного виділення корисного сигналу на фоні завад рекомендується АРФ устатковувати на виході неадаптивного фільтру.

16. Проведені напівнатурні випробування КАНС МПО (на основі АРФ та РФ) за цифровими записами реальних сигналів. Отримані результати підтвердили справедливість результатів теоретичних досліджень та переконливо свідчать про доцільність використання КАНС МПО для вирішення задачі виявлення малошвидкісних літальних апаратів, зокрема БПЛА, у сучасних імпульсних РЛС.

17. Як цифрову елементну базу для технічної реалізації комбінованої адаптивно – неадаптивної системи компенсації маскувальних і імітувальних завад рекомендується високошвидкісний багатоядерний сигнальний процесор (СП).

Наприклад, сигнальний процесор DSP TMS320C6678 фірми Texas Instruments має 8 ядер, кожне з яких працює з тактовою частотою 1 ГГц і забезпечує швидкодію операцій із фіксованою крапкою кожного ядра до 44,8 GMAC, а із плаваючою

крапкою – до 22.4 GFLOP. Вони мають по дві високошвидкісні пам'яті (кеш-пам'яті) рівня L1 ємністю по 32 КБ кожна, локальну пам'ять рівня L2 512 КБ та 4 МБ спільної для всіх ядер оперативної пам'яті.

18. Обґрунтовано кількість, структура й місцезрештування системи компенсаційних каналів (додаткових підрешіток, які розташовані поза основною ФАР) для захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад. Показано, що при створенні такої РЛС потрібно забезпечити рознос у просторі компенсаційних модулів, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах.

При ідентичних приймальних каналах кількість компенсаційних підрешіток повинна бути не менше кількості джерел зовнішніх шумових випромінювань. Це потенційно забезпечить практично повне придушення зовнішніх перешкод і ефективність, близьку до потенційно можливої в їх відсутність.

При неідентичних приймальних каналах для забезпечення ефективності обробки, близької до потенційної, потрібно збільшити кількість компенсаційних підрешіток приблизно у 1.5 – 2 рази.

19. Показано, що швидкодія квазіньютонівського автокомпенсатора (АК) на основі оцінки максимальної правдоподібності (МП оцінки), на відміну від АК з градієнтними алгоритмами настроювання, не залежить від ступеня складності завадової обстановки – кількості, відносної потужності й розташування зовнішніх джерел ШП (розкиду власних чисел кореляційної матриці (КМ) шумових перешкод (ШП)). Його «енергетична» швидкодія – середній рівень втрат відносно максимуму при заданій кількості M каналів обробки визначається тільки об'ємом $K \geq M$ навчаючої вибірки і не перевершує 3 дБ уже при об'ємі вибірки $K \approx 2M$.

Основний недолік МП оцінки полягає в неможливості адаптуватися на її основі до набору навчаючих вибірок об'єму $K \geq M$, а для того, щоб втрати відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) не перевищили 3 дБ, потрібні вибірки приблизно вдвічі більшого об'єму. У широкому класі багатоканальних ($M \gg 1$) систем, що працюють у динамічно мінливій завадовій обстановці, навчаючі вибірки такого об'єму можуть бути практично недоступними, так що ефективну адап-

тацію на основі цих оцінок можна забезпечити тільки у відносно малоканалних системах обробки й, як наслідок, тільки при малій кількості джерел ШП.

Цей недолік істотно ослаблений або відсутній у квазіньютонівському алгоритмі адаптації на основі діагонально регуляризованої МП оцінки КМ шумових перешкод. Процедура адаптації на її основі може починатися вже при $K \geq 1$, а припустимі втрати у ВСПШ 3 дБ досягаються при меншому (при $M > n$) об'ємі навчальної вибірки, що дорівнює $K = 2n$, де n – кількість постановників ШП.

Теоретичні достоїнства квазіньютонівських алгоритмів адаптації з явним формуванням матриць, обернених до використовуваних оцінок КМ перешкод, можуть не реалізуватися на практиці через їх сильну чутливість до точності обчислень. У реальних умовах кінцевої довжини розрядної сітки сигнальних процесорів або програмувальних логічних інтегральних схем (ПЛІС) їх ефективність може бути помітно нижче, чим при обчисленнях із практично необмеженою (подвійною) довжиною розрядної сітки. Обумовлене цим зниження ефективності адаптивної обробки може не тільки не компенсуватися, але навіть збільшуватися при збільшенні об'єму навчальної вибірки.

20. Цей недолік суттєво послабляється при використанні адаптивного решітчастого фільтра (АРФ), де замість явно сформованих оціночних КМ і матриць, обернених до їх, використовуються їх так звані мультиплікативні (факторизовані) подання – у вигляді добутку слабкозаповнених матриць різної структури. По цій, а також цілому ряду інших причин, породжених достоїнствами й універсальністю АРФ, саме він може бути рекомендований як основу адаптивної системи просторової обробки сигналів на тлі власного шуму випромінювачів і шумових випромінювань зовнішніх джерел у РЛС виявлення БПЛА із двовимірною плоскою ФАР.

21. На основі АРФ у РЛС виявлення БПЛА може бути побудована й система пеленгації зовнішніх джерел шумових випромінювань, де найбільш просто й ефективно реалізуються "надрозділяючі" методи просторового спектрального аналізу.

Показано, що "надрозділяючі" алгоритми пеленгації забезпечують розділення постановників ШП (ПШП), що знаходяться у межах головного променя ДС ФАР, на відміну від алгоритму ДПФ, який нині реалізовано у діючих РЛС. Так, при використанні 7-ми компенсаційних підрешіток і відносної потужності постановни-

ків ШП, рівної 45 і 60 дБ на виході основного променя плоскої прямокутної двовимірної ФАР потенційна роздільна здатність за кутовими координатами становить десяти–соті частки ширини головного променя ДС ФАР. При цьому потенційні середньквдратичні помилки пеленгації вимірювання азимута й кута місця становлять тисячні частки ширини головного променя ДС ФАР.

22. Розроблено комбіновану система захисту від шумових завад та пеленгації їх джерел на основі єдиного АРФ. Така система заснована на тому, що алгоритми розв'язання кожної із цих задач мають загальні операції, що становлять істотну частину відповідного алгоритму в цілому. Тому у комбінованій системі обидві задачі розв'язуються більш просто, ніж при автономному рішенні кожного з них.

23. Сформульовано практичні рекомендації по вибору параметрів і характеристик, цифрової елементної бази для технічної реалізації адаптивної просторової обробки для захисту від шумових завад РЛС виявлення БПЛА з ФАР і пеленгації постановників шумових випромінювань на основі АРФ.

Так, структуру та параметри компенсаційних каналів при дії ШП у РЛС виявлення БПЛА рекомендується вибирати наступним чином:

- потрібно забезпечити рознос у просторі компенсаційних модулів, як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах;
- при ідентичних приймальних каналах кількість компенсаційних модулів повинна бути не менше кількості джерел зовнішніх шумових випромінювань. Це потенційно забезпечить практично повне придушення зовнішніх перешкод і ефективність, близьку до потенційно можливої в їх відсутність;
- при неідентичних приймальних каналах для забезпечення ефективності обробки, близької до потенційної, потрібно збільшити кількість компенсаційних модулів приблизно у 1.5 – 2 рази. Так, при можливій дії до 7-ми незалежних постановників шумових завад рекомендована кількість компенсаційних каналів складає $M_{comp} = 9 - 12$.

Як пристрій практичної реалізації алгоритму адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА від завад на основі МП оцінки кореляційної матриці завад з діагональною її регуляризацією з одночасною пеленгацією постановників шумових

випромінювань рекомендуються паралельний багатоступеневий адаптивний решітчастий фільтр з відповідним алгоритмом настроювання. При реально кінцевій розрядності обчислень він більш ефективний, ніж системи, в яких оцінки КМ або матриць, обернених до них, формуються явно. Значення діагонального регуляризатора β_0 доцільно вибирати у межах $\beta_0 = 3 \div 15$.

Вибір паралельної, а не послідовної, структури АРФ, на відміну від захисту від пасивних завад, обумовлено паралельністю просторової обробки сигналів (одночасністю прийому сигналів усіма просторовими каналами прийому). Тому в якості основи цифрової елементної бази доцільно вибирати програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛІС) нового покоління, прикладом яких є вентиляна матриця сімейства Virtex7 фірми XILINX, оскільки саме ПЛІС (FPGA) найбільш придатні для паралельної обробки.

Сучасні вентиляні матриці здійснюють цифрову обробку інформації з тактовими частотами в сотні мегагерц за рахунок використання сотень імерсійних спеціалізованих процесорних елементів, сотень тисяч логічних елементів, великого об'єму запам'ятовувальних елементів, а також високошвидкісних інтерфейсних блоків. Важливою перевагою вентиляних матриць із запам'ятовуванням створеної структури на основі статичних елементів є можливість перепрограмування ПЛІС (зміни алгоритму роботи автомата) протягом декількох мілісекунд, причому кількість змін алгоритмів необмежена. Ще одна важлива перевага використання технології ПЛІС – мала потрібна споживана потужність.

Необхідна розрядність обчислень – 40 з плаваючою комою.

Вибір об'єму K навчаючої вибірки для формуванні вагових векторів просторової обробки сигналів на тлі взаємно незалежних ШЗ визначається кількістю n їх джерел. Так, при $n = 3 - 7$ об'єм навчаючої вибірки K для настроювання паралельного АРФ можна обмежити діапазоном $K = 30 \div 60$.

Як алгоритм пеленгації постановників шумових випромінювань, у тому числі БПЛА, в РЛС виявлення БПЛА рекомендується використовувати "надрозділяючий" алгоритм мінімальної дисперсії Кейпона, який потенціально забезпечує се-

реднеквадратичну помилку пеленгації у соті – тисячні частки ширини ДС ФАР в залежності від потужності шумових випромінювань.

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

25. Обґрунтована доцільність розвитку методів і засобів акустичного зондування атмосфери з метою ідентифікації типу поточного термодинамічного стану атмосфери й розрахунку параметрів руху атмосферного повітря по моделях, адекватним даному стану атмосфери. Також показано, що, використовуючи зазначений підхід, можуть бути відновлені й профілі температури повітря в приземному шарі атмосфери й, отже, отримана інформація для розрахунку скривлення траєкторії поширення акустичних променів. Важливим висновком є обґрунтування необхідності моніторингу турбулентних процесів у нижній атмосфері в реальному масштабі часу з метою відстеження поточних змін параметрів рефракції, також обґрунтована можливість рішення цього завдання за допомогою методів і засобів акустичного зондування.

26. Використання метеорологічної інформації, отриманої за допомогою акустичного зондування атмосфери, для розрахунку скривлення траєкторії поширення акустичних променів може дозволити зменшити похибки визначення координат виявлення БПЛА.

27. Експериментальне дослідження акустичних сигналів квадрокоптера та моноплана показало, що їхні спектри мають чітко виражені гармонічні складові з частотами, кратними частоті обертання гвинта. Спектральні складові акустичного сигналу квадрокоптера ширші, ніж у моноплана, що пояснюється деякою різницею у режимах роботи двигунів у процесі руху або при роботі системи компенсації вітрових збурень. За великої різниці режимів двигунів квадрокоптера спектральні максимуми поділяються на декілька, що може бути однею з ознак для класифікації БПЛА. У акустичних сигналах досліджених БПЛА при наявності накопичення спектрів впевнено спостерігаються гармоніки з частотами до 8...10 кГц. При акустичному спостереженні БПЛА літакоподібного типу під малими кутами

до напрямку руху структура спектру достатньо постійна, що надає можливість застосовувати часове накопичення на довгих інтервалах.

28. Результати обробки аудіозаписів АВ БПЛА, отриманих з використанням ненаправленого мікрофона, показали, що алгоритм виявлення ефективно працює у межах до 80 м та забезпечує вірогідність правильного виявлення до 50 % на відстанях до 50 м і до 15 % на відстанях 80 м. Вірогідність помилкового виявлення для реєстрації сигналів в умовах міста до 1 %.

29. Використання методу мел-кепстральних коефіцієнтів може забезпечити вірогідність правильного розпізнавання до 60 % на дистанції 50 м, 30 % на відстанях до 80 м. Вірогідність помилкового розпізнавання в умовах міста - до 0,5 %. Такі результати забезпечуються тільки для конкретного типу БПЛА при наявності його векторів ознак для різних режимів польоту.

30. З використанням результатів експериментальних досліджень акустичних сигналів БПЛА ряду типів у різних умовах стану оточуючого середовища, використанням існуючих методів спектральної обробки такого випромінювання та сучасної цифрової елементної бази розроблені технічні рішення для створення ефективною системи первинної обробки широкосмугових акустичних сигналів для акустичної локаційної станції виявлення безпілотних літальних апаратів.

31. Отримані результати дозволяють зробити висновок про реальну можливість використання розроблених алгоритмів виявлення та розпізнавання акустичних сигналів БПЛА для задач оперативного контролю повітряного простору.

32. Можливості використання класичних методів для пеленгування БПЛА за їх АВ значною мірою обмежені тим, що пеленгування можливе тільки при наявності у ДС системи лише одного об'єкта. Якщо у ДСА присутні декілька об'єктів, це приводить до появи аномальних помилок при оцінці пеленга, оскільки амплітудно-фазове розподілення акустичного поля на апертурі антени буде представляти собою суперпозицію декількох хвиль. Через малі розміри апертури мікрофонного пристрою розрізнення джерел АВ у цьому випадку виявляється низьким.

33. Класичний неадаптивний метод Бартлетта є найбільш простим з точки зору його реалізації у практиці пеленгації БПЛА з використанням решіток, однак,

він має суттєвий недолік - його просторове кутове розрізнення обмежене релеєвською межею. Підвищення просторового розрізнення можливе тільки збільшенням кількості елементів решітки, а збільшення часу спостереження або відношення сигнал/завада практично не впливають на характеристики розрізнення.

34. Характеристики просторового розрізнення джерел випромінювання методом надрозрізнення Кейпона з використанням решітки суттєво перевищують характеристики класичного методу Бартлетта, оскільки він використовує додаткові ступені свободи для концентрації отриманої енергії вздовж напрямку пеленга об'єкту. При цьому зменшується спектральне розсіювання від близько розташованих джерел випромінювання, а розрізнявальна здатність за методом Кейпона залежить від відношення сигнал/завада та від кількості елементів МР.

35. У практиці пеленгування досить часто серед методів надрозрізнення використовуються методи MUSIC (а також його різновид ROOT-MUSIC) і ESPRIT. При цьому розрізнявальна здатність методів ROOT-MUSIC і ESPRIT перевищує приблизно у 2 рази розрізнявальну здатність методу MUSIC, однак, методи паралельного аналізу потребують значних обчислювальних затрат. Більшість характеристик відомих методів пеленгування отримані теоретичним шляхом, а основним методом дослідження їх характеристик та можливостей є метод статистичного комп'ютерного моделювання.

36. Недоліком більшості методів надрозрізнення є необхідність формування вибіркової кореляційної матриці, а також необхідність виконання сингулярного розкладення або розкладення за власними векторами отриманих матриць. В умовах динамічної обстановки, яка швидко змінюється, особливо при пеленгуванні малих БПЛА, ця умова накладає достатньо жорсткі обмеження на часові та обчислювальні ресурси локаційної акустичної системи.

37. У даний час не представляється можливим виділити серед алгоритмів оцінювання просторових спектрів і пеленгування один єдиний, який перевершує усі відомі методи у різних умовах функціонування. Вибір методу для задачі пеленгування має здійснюватися з урахуванням наявності апріорної інформації про об'єкти, які досліджуються, сигнально-завадової обстановки, яка є у наявності, а

також з урахуванням конфігурації МР, її геометричних параметрів та кількості елементів.

38. При розробці содара виявлення БПЛА система пеленгації акустичних джерел шумових випромінювань може бути побудована найбільш ефективно з використанням надрозрізнювальних методів просторового спектрального аналізу. Надрозрізнювальні методи пеленгації забезпечують розділення джерел випромінювання, що знаходяться у межах головного променя ДС решітки, на відміну від алгоритму Бартлетта (ДПФ), який нині застосовується у діючих содарах виявлення БПЛА. Тому алгоритм Кейпона, синтезований при менших обмеженнях на підлягаючі аналізу сигнали (зокрема, на співвідношення дисперсій власних шумів каналів приймання), більш привабливий для практичного використання в системі пеленгації БПЛА. Розроблена структурна схема реалізації системи пеленгування БПЛА з використанням методу Кейпона.

39. Експериментальні дослідження методів пеленгування підтвердили високу ефективність методу Кейпона при пеленгуванні джерел вузько смугового АВ та методу взаємної кореляційної функції при пеленгуванні джерел з широкосмуговими сигналами АВ, що викликає потребу використовувати в акустичній системі виявлення, розпізнавання та визначення координат БПЛА обох методів пеленгації.

Наукова новизна обумовлена тим, що отримані результати вище світового рівня, оскільки публікації по розробленню систем первинної обробки сигналів, відбитих від малошвидкісних БПЛА з малою ЕПР, на фоні завад відсутні і тому порівняти їх із існуючими аналогами у світовій науці неможливо.

Наукова значущість отриманих результатів для світової та вітчизняної науки пов'язана з тим, що вперше розроблена теорія і техніка первинної обробки радіолокаційних сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних БПЛА, на фоні активних та маскувальних й імітувальних пасивних завад.

Соціально-економічна значущість отриманих результатів пов'язана із збереженням життів військовослужбовців та цивільного населення, що знаходиться у

зоні бойових дій, зменшенням великих матеріальних збитків, які можуть бути результатом дії БПЛА. Крім того, очікувані результати мають цінність і для загальнолюдської спільноти. Вона пов'язана з тим, що РЛС, яка розробляється, може бути використана для виявлення БПЛА (дронів) в районах аеропортів, що дозволить запобігти зіткнення з ними літаків цивільної авіації при зльоті й посадці, й тим самим підвищити безпеку польотів авіації та зберегти життя людей.

Конкурентоспроможність системи первинної обробки радіолокаційних сигналів на фоні завад в РЛС забезпечується високою ефективністю виявлення БПЛА, що дозволить вийти на світовий ринок радіолокаційної техніки з РЛС виявлення БПЛА.

Отримані результати з розроблення технічних рішень для системи первинної обробки радіолокаційних сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних БПЛА, на фоні маскувальних і імітувальних дискретних пасивних завад, шумових завад, пеленгації джерел шумових випромінювань впроваджуються на провідних підприємствах України з вироблення радіолокаційної техніки Державного концерну «Укроборонпром»: КП «НВК «Іскра» (м. Запоріжжя), ДП «НДІ РС «Квант-Радіолокація» (м. Київ), про що отримані відповідні акти (Додаток В).

Галузь застосування системи первинної обробки радіолокаційних сигналів, відбитих від малошвидкісних і малорозмірних БПЛА, на фоні завад: виробництво й експлуатація РЛС контролю повітряного простору військового призначення. Споживачі – вітчизняні підприємства з виробництва радіолокаційної техніки ДК «Укроборонпром», Міністерство оборони, Повітряні та Військово-Морські Сили ЗС України, Державна прикордонна служба України, а також військові аеродроми та цивільні аеропорти.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник / Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий и др. ; под ред. Я. Д. Ширмана. — М. : Радиотехника, 2007. — 512 с.
2. Ширман Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В. Н. Манжос. — М. : Радио и связь, 1981. — 416 с.
3. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. — М. : Радио и связь, 1981. — 416 с.
4. Вайнштейн Л. А. Выделение сигналов на фоне случайных помех / Л. А. Вайнштейн, В. Д. Зубаков. — М. : Сов. Радио, 1960. — 448 с.
5. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 3 т. Т. 3 / Г. Ван Трис; пер. с англ. под ред. В. Т. Горяинова. — М. : Сов. радио, 1977. — 663.
6. Бакулев Г. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / Г. А. Бакулев, В. М. Степин. — М. : Радио и связь, 1986. — 286 с.
7. Беллман Р. Введение в теорию матриц: пер. с англ. / Р. Беллман. — М. : Наука. — 1976. — 367 с.
8. Стренг Г. Линейная алгебра и ее применения: пер. с англ. / Г. Стренг. — М. : Мир, 1980. — 459 с.
9. Воеводин В.В. Матрицы и вычисления / В. В. Воеводин, Ю. А. Кузнецов. — М. : Наука, Главная ред. физико-математической литературы, 1984. — 320 с.
10. Efremov V. The new generation of Russian C-band meteorological radars. Technical features, operation modes and algorithms / V. Efremov, I. Vylegzhanin, B. Vovshin // International Radar Symposium IRS-2011: int. conf., 7–9 Sept. 2011, Leipzig, Germany: proc. — Leipzig, 2011. — P. 239–244.
11. Спектрально-корреляционные методы извлечения информации из метеолокационных сигналов («Метео-Х»): отчет о науч.-иссл. работе / ХНУРЭ; рук.

Д.И. Леховицкий. — Харьков, 2009. — 120 с.

12. Леховицкий Д. И. Модифицированный метод парных импульсов для когерентных импульсных МРЛ с произвольными интервалами зондирования / Д. И. Леховицкий, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка, Д. В. Атаманский, А. А. Пушков // Успехи современной радиоэлектроники.— 2012.—№ 3.—С. 25–45.

13. Леховицкий Д. И. Оценка ширины доплеровского спектра скоростей метеообразований в когерентных импульсных МРЛ с произвольными интервалами зондирования / Д. И. Леховицкий, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка, Д. В. Атаманский, А. А. Пушков // Успехи современной радиоэлектроники. — 2012. — № 8. — С. 47–67.

14. Леховицкий Д. И. СДЦ в импульсных РЛС: 1. Физический смысл и экстремальные свойства операций оптимальной междупериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех / Д. И. Леховицкий, В. П. Рябуха, Г. А. Жуга // Прикладная радиоэлектроника. — 2011. — Т. 10, №4. — С. 463–478.

15. Леховицкий Д. И. СДЦ в импульсных РЛС: 3. Структуры, параметры и эффективность квазиоптимальных систем междупериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех / Д. И. Леховицкий, В. П. Рябуха, Г. А. Жуга, Д. С. Рачков // Прикладная радиоэлектроника. — 2009. — Т. 8, № 2. — С. 109–123.

16. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. / С. Л. Марпл-мл.; пер. с англ. под ред. И. С. Рыжака. — М. : Мир, 1990. — 364 с.

17. Прудников А. П. Интегралы и ряды. Элементарные функции / А. П. Прудников, Ю. А. Брычков, О. И. Маричев. — М. : Наука, 1981. — 798 с.

18. Маркус М. Обзор по теории матриц и матричных неравенств: пер. с англ. / М. Маркус, Х. Минк. — М.: Наука, 1972. — 232 с.

19. Леховицкий Д. И. Моделирование пассивных помех импульсным РЛС на основе процессов авторегрессии произвольного порядка / Д. И. Леховицкий, И. Г. Кириллов // Системи обробки інформації : зб. наук. пр. — 2008, Вип. 3. — С. 90–101.
20. Skolnik M. Radar Handbook / Merrill I. Skolnik. — 3rd Ed. — New York : McGraw-Hill, 2008. — 1328 p.
21. Справочник по радиолокации ; под ред. Мерила И. Сколника : пер. с англ. под ред. Вербы В. С. В 2-х книгах. Книга 1 — М. : Техносфера, 2014. — 672 с.
22. Справочник по радиолокации ; под ред. Мерила И. Сколника : пер. с англ. под ред. Вербы В. С. В 2-х книгах. Книга 2 — М. : Техносфера, 2014. — 680 с.
23. Nathanson F. E. Radar Design Principles. Signal Processing and the Environment / F. E. Nathanson, J. P. Reilly, M. N. Cohen. — Second Edition. — McGraw-Hill, Inc., 1999. — 720 p.
24. Рыжков А. В. Метеорологические объекты и их радиолокационные характеристики / А. В. Рыжков // Зарубежная радиоэлектроника, Специальный выпуск "Радиометеорология" — М. — 1993. — №4. — С. 6–17.
25. Бакут П. А. Вопросы статистической теории радиолокации / П. А. Бакут, Н. А. Большаков ; под ред. Г. П. Тартаковского. — М. : Сов. радио, 1963. — Т.1. — 352 с.
26. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд; ; пер. с англ. под ред. Ю. И. Александрова. — М : Мир, 1978. — 848 с.
27. Введение в цифровую фильтрацию; под ред. Р. Богнера, А. Константинодиса; пер. с англ. под ред. Л. И. Филиппова. — М : Мир, 1978. — 216 с.
28. Семеняка А. В. Кандидатская диссертация. – Харьков. – ХНУРЭ. – 2017. – 230 с.
29. Riabukha V. P. An Exploratory Model of the Hardware-Software Unit for

Adaptive Digital Time Signal Processing Against the Background of Masking Clutters / V. P. Riabukha, D. I. Lekhovytskiy, A. V. Semeniaka, E. A. Katyushin // IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-2017: int. conf., 29 May–02 June 2017: proc. — Kyiv, Ukraine, 2017. — P. 55–58.

30. Lekhovytskiy D. I. Estimation of the Energy Spectrums of Reflections in Pulse Doppler Weather Radars. Part 3. Statistical Analysis of the Reconstruction Techniques of Continuous Spectrums of the Reflections from Meteorological Objects / D. I. Lekhovytskiy, D. V. Atamanskiy, D. S. Rachkov, A. V. Semeniaka // Radioelectronics and Communications Systems. — 2017. — Vol. 60, №2. — PP. 47–79.

<https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85017120767&doi=10.3103%2fS0735272717020017&partnerID=40&md5>

31. Lekhovytskiy D. I. Statistical Analysis of Accuracy Estimation of the Continuous Energy Spectra in Pulse Doppler Weather Radars / D. I. Lekhovytskiy, A. V. Semeniaka, D. S. Rachkov // International Radar Symposium IRS-2017: int. conf., 28–30 June 2017: proc. — Prague, Czech Republic, 2017. — 9 p.

<https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85028617910&doi=10.23919%2fIRS.2017.8008175&partnerID=40&md5>

32. Рябуха В. П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 4. Выбор количества, структуры и месторасположения компенсационных модулей в РЛС с плоской ФАР / Рябуха В. П. // Прикладная радиоэлектроника. — 2017. — т. 16, № 1, 2 — С. 3–12.

33. Riabukha V. P. Choice of Number, Structure and Placement of Compensation Modules in the Radar with Planar PAA / V. P. Riabukha, D. I. Lekhovytskiy, A. V. Semeniaka, E. A. Katyushin // International Conference on Antenna Theory and Techniques ICATT-2017: int. conf., 24–27 May 2017: proc. — Kyiv, Ukraine, 2017. — P. 197–198.

<https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85027466308&doi=10.1109%2fCATT.2017.7972620&partnerID=40&md5>

34. Абрамович Ю. И. Эффективность пространственной компенсации помех в системах с неидентичными каналами приема / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур, В. Н. Михайлюков // Радиотехника и электроника. — 1989. — Т. 34, №6. — С. 1196–1205.

35. Reed I. S. Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays / I. S. Reed, J. D. Mallett, L. E. Brennan // IEEE Transactions on Aerospace Electronic System. — November 1974. — Vol. AES-10, №6 — P. 853–863.

36. Рябуха В. П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 1. Корреляционные автокомпенсаторы на основе стохастических градиентных алгоритмов адаптации / В. П. Рябуха // Прикладная радиоэлектроника. — 2016. — т. 15, № 1. — С. 11–25.

37. Хастингс Дж. Пикок. Справочник по статистическим распределениям. — М.: Статистика. — 1980.— 95 с.

38. Рябуха В. П. Модель гауссовых шумовых помех с неравномерным частотным спектром и оценка эффективности помехозащиты / В. П. Рябуха, В. В. Цисарж, А. В. Семеняка, Е. А Катюшин // Прикладная радиоэлектроника. — 2018. — т. 17, № 1, 2. — С. 3–13.

39. Абрамович Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха / Ю. И. Абрамович // Радиотехника и электроника. — 1981. — т. 26, №3. — С. 543–551.

40. Абрамович Ю. И. Анализ эффективности адаптивной максимизации отношения сигнал/помеха, использующей обращение оценки корреляционной матрицы / Ю. И. Абрамович, А. И. Неврев // Радиотехника и электроника. — 1981. — т. 26, №12. — С. 2558–2566.

41. Черемисин О. П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы / О. П. Черемисин // Радиотехника и

электроника. — 1982. — т.27, №10. — С. 1933–1942.

42. Abramovich Y. I. A Modified GLRT and AMF Framework for Diagonally Loaded and Fast Maximum-Likelihood Adaptive Detectors / Y. I. Abramovich, Nicolas K. Spencer, Alexei Y. Gorokhov // IEEE Transactions on Aerospace Electronic System. — July 2007. — Vol. 43, № 3. — P. 1017–1051.

43. Abramovich Y. Time-varying autoregressive (TVAR) models for multiple radar observations / Y. Abramovich, N. Spencer, M. Turley // IEEE Trans. Sig. Proc. — Apr. 2007. — Vol. 55, No. 4. — P. 1298–1311.

44. Abramovich Y. Band-inverse (TVAR) covariance matrix estimation for adaptive detection. / Y. Abramovich, N. Spencer, B.A. Johnson // IEEE Trans. Aero. Elect. Sys. — submitted 11 Dec 2006 + 15, Aug 2007, accepted 24 Sep 2008.

45. Capon J. High Resolution Frequency – Wave number Spectrum Analysis / J. Capon // Proc. IEEE, 1969, 57. — P. 1408–1418.

46. Кейпон Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением. / Дж.Кейпон // ТИИЭР. — 1969. — т.57, №8. — с.69–79.

47. Леховицкий Д. И. Статистический анализ «сверхразрешающих» методов пеленгации источников шумовых излучений в АР при конечном объеме обучающей выборки. / Д. И. Леховицкий, П. М Флексер., Д. В. Атаманский, И. Г. Кириллов // Антенны. — 2000. — №2 (45).— с. 23–40.

48. Stoica P. Introduction to Spectral Analysis / P. Stoica, R. Moses. — NJ. : Prentice Hall, Upper Saddle River, 1997.

49. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл.; пер. с англ. под ред. И. С. Рыжака. — М. : Мир, 1990. — 364 с.

50. Леховицкий Д. И. Разновидности «сверхразрешающих» анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обеляющих адаптивных решетчатых фильтров / Д. И. Леховицкий, Д. В. Атаманский, И. Г. Кириллов // Антенны. — 2000.—№2.—С.40–54.

51. Burg J. P. Maximum Entropy Spectral Analysis / J. P. Burg // 37th Meeting of the Society of Exploration Geophysicists, October 1967, Oklahoma City, Oklahoma, USA : proc. — Oklahoma City, 1967.

52. Burg J. P. A New Analysis Technique for Time Series Data. NATO Advanced Study.

53. Гершман А. Б. Взаимосвязь спектральных оценок максимальной энтропии и «теплового шума» / А. Б. Гершман, В. Т. Ермолаев // Радиотехника. — 1988.—№9.— С. 39.

54. Мюнье Ж. Пространственный анализ в пассивных локационных системах с помощью адаптивных методов / Ж. Мюнье, Ж. Ю. Делиль // ТИИЭР. — 1987. — Т. 75, № 11. — С. 21–37.

55. Леховицкий Д. И. Модифицированный алгоритм Кейпона для задач гармонического спектрального анализа пространственно-временных случайных сигналов. / Д. И. Леховицкий, С. Б. Милованов, В. М. Пищухин, П. М. Флексер // 5-я Всесоюзная школа-семинар "Проектирование автоматизированных систем контроля и управления сложными объектами: Тез. докл. — Туапсе, 1992.

56. Леховицкий Д. И. В.А., Побережный А.Д. Теоретическое и экспериментальное исследование характеристик современных алгоритмов квазигармонического спектрального оценивания. / Д. И. Леховицкий, В. А. Дорошук, А. Д. Побережный // Международная конференция "Теория и техника передачи, приема и обработки информации: Тез. докл. — Туапсе, 1995.

57. Gershman A. B. A pseudo-noise approach to direction finding / A. B. Gershman, I. F. Bohme // Signal Processing 71 (1998) 1–13.

58. Gershman A. B. Pseudorandomly Generated Estimator Banks: a New Resampling Scheme for Improving the Threshold Performance of Second and Higher-Order Direction Finding Methods / A. B. Gershman, I. F. Bohme // Proc. of the Second Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques, 20-22 May 1997, Kyiv.

59. Kaveh M. The statistical performance of the MUSIC and the minimum norm algorithms in resolving plane waves in noise / M. Kaveh, A. J. Barabell // IEEE Trans. — 1986. — v.ASSP-34. — №2. — p.331-341.

60. Леховицкий Д. И. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 5. Опытный образец системы помехозащиты / Д. И. Леховицкий, В. П. Рябуха, А. В. Семеняка, Е. А. Катюшин, В. Н. Гриценко // Прикладная радиоэлектроника. — 2017. — т. 16, № 3, 4 — С. 95—102.

61. Грибанов, Ю.И. Спектральный анализ случайных процессов / Ю.И. Грибанов, В.Л. Мальков. — М.: Энергия, — 1974. —239 с.

62. Берард А.Дж. мл. Причины, порождающие сдвиги ветра в атмосфере, и методы их обнаружения [Текст] / А.Дж. Берард мл. // Аэрокосмическая техника. — 1983. — Т.1, №3. — С. 13—20.

63. Руководство по сдвигу ветра на малых высотах [Текст] / Международная организация гражданской авиации. Издание первое — 2005.

64. Kartashov, V.M. Methodical errors in meteorological measurements during correlation processing of signals from radio acoustic sounding systems [Text]/ V.M.Kartashov, S.I.Babkin, Y.G.Tolstykh //Telecommunications and Radio Engineering. — New York. — 2017. — Vol. 76(20). — P.1861—1867.

65. Матвеев, Л.Т. Курс общей метеорологии [Текст] / Л.Т.Матвеев // Физика атмосферы. — Л.:Гидрометиздат. —1976. —640 с.

66. Semenets, V. V. Registration of refraction Phenomenon in the Problem of acoustic Sounding of Atmosphere in Airport Zone [Text] / V. V. Semenets, V.M. Kartashov, V. I Leonidov. // Telecommunications and Radio Engineering. — New York. — 2018. — Vol. 77(5). — P.461—468.

67. Kartashov, V.M. Experimental estimation of efficiency of distributed acoustic radiation application in the system of radio acoustic sensing of the atmosphere [Text] / V.M. Kartashov, S.I. Babkin, E.G. Tolstykh // Telecommunications and Radio

Engineering. — New York — 2018. — Vol. 77(18). — P. 1667—1673.

68. Карташов, В.М. Экспериментальная оценка эффективности применения распределенного акустического излучателя в системе радиоакустического зондирования атмосферы [Текст] / В.М. Карташов, С.И. Бабкин, Е.Г. Толстых // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. техн. сб. — Харьков. — 2018. — №192. — С. 4

69. Акустичний метод вимірювання турбулентного стану атмосферного прикордонного шару [Текст] / Г. І. Сідоров [та ін.] // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. — Х.: ХНУРЕ, — 2018. — Вып. 192. — С. 46 — 50.

70. Швидкий О.С. Експериментальні дослідження турбулентного стану атмосфери за допомогою акустичного вимірювача [Текст] / О.С. Швидкий, С. А. Шейко // Мат. 22 Міжнар. молодіж. форуму, —Т. 3. — Харків: ХНУРЕ, — 2018. — С. 50-51.

71. Acoustic Methods for the Remote Probing of the Lower Atmosphere [Text] / C.G. Little // Proc. IEEE. — 1969. — 57. — P. 571—578.

72. Weill, A. Measuring heat flux and structure functions of temperature fluctuations with an acoustic Doppler sodar [Text] / Weill, A., Klapisz, C., Strauss, B., Baudin, F., Jaupart, C. Van Grundebeeck, P. and Goutorbe, J. P. // J.Appl. Meteorol. — 1980. — №19. — С. 199—205.

73. Gaynor, J.E. Quantifying errors in sodar wind variance measurements [Text] / J.E. Gaynor // 6th Symposium on Acoustic Remote Sensing and Associated Techniques of the Atmosphere and Oceans. — Athens. — 26-29 May — 1992. — P. 47—52.

74. Семенец, В.В. Координатный метод оценки радиальной скорости в системах акустического зондирования атмосферы [Текст] / В.В. Семенец В.И. Леонидов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. — 2016. — Вып. 186. — С. 189—193.

75. Пат. (11)73397 UA кл (19) (51) 7 G01S13/95 Спосіб виміру вертикальної складової швидкості вітру за результатами акустичного зондування [Текст] /

Семенец, В.В., Сидоров, Г.І., Леонідов, В.І.; заявник Харківський національний університет радіоелектроніки. — Опубл. 15.07.2005, Бюл. №7, 2005 р.

76. Hayashi, M. Acoustic Doppler Measurements of Vertical Velocity in the Atmosphere [Text] / M. Hayashi, G. Yokoyama and Y. Kobori. // J. Met. Soc. Japan. — 1978. — Vol. 56. — p. 516—522.

77. Kaimal, J.C. An Acoustic Doppler Sounder for Measuring Wind Profiles in the Lower Boundary Layer [Text] / J.C. Kaimal, D.A. Haugen // J. Appl. Meteor. —1977. — Vol. 16. — P. 1298—1305.

78. Estimation Of ABL Parameters Using The Vertical Velocity Measurements Of An Acoustic Sounder [Text] / J. A. Kalogiros, C.G. Helmis, D. N. Asimakopoulos, and Papageorgas, P. G. Boundary //Layer Meteorology 91. —1999. — P. 413—449.

79. Семенец, В.В. Акустическое зондирование атмосферы в проблеме изучения процессов теплообмена в зоне мегаполиса [Текст] / В.В. Семенец, В.И. Леонидов // Восточно-европейский журнал передовых технологий. — 2011. — 6/8(54). — С.54.

80. Леонидов, В.И. Формализация описания эхограмм акустического зондирования атмосферы в зоне мегаполиса [Текст] / В.И. Леонидов, В.В. Семенец // Радиотехника. Всеукр.межвед. науч.— техн. сб.— 2010. — Вып.160. — С. 177 — 183.

81. Леонидов, В.И. Анализ квазипериодических амплитудно-временных структур эхо-сигналов акустического зондирования атмосферы [Текст] / В.И. Леонидов, В.В. Семенец // Радиотехника. Всеукр.межвед. науч.— техн. сб.— 2011. — Вып.167.— С. 27 —31.

82. Леонидов, В.И. Задача обнаружения сигналов в системах акустического зондирования атмосферы [Текст] / В.И. Леонидов, О.В. Зубков // Радиотехника. Всеукр.межвед. науч.— техн. сб. 2014. — Вып. 178. — С.13—19.

83. Леонидов, В.И. Статистические характеристики эхо-сигналов

акустического зондирования в зоне мегаполиса [Текст] / В.И. Леонидов // Восточно-европейский журнал передовых технологий. — 2012. — №6/4, (60). — С.46—50.

84. Леонидов, В.И. Модельно-структурный анализ эхо-сигналов акустического зондирования атмосферы [Текст] / В.И. Леонидов // Радиотехника. Всеукр.межвед. науч.— техн. сб. — 2012. — Вып. 168. — С.47—54.

85. Information characteristics of sound radiation of small unmanned aerial vehicles [Text] / V.M. Kartashov [et al] // Telecommunications and Radio Engineering. — New York. — 2018. — Vol. 77(10). — P. 915—924.

86. Constraints definition and application optimization based on geometric analysis of the frequency measurement method by pulse coincidence [Text] / V.M. Kartashov [et al] // Measurement: Journal of the International Measurement Confederation (USA). — 2018. —126. — P. 184—193.

87. Информационные характеристики звукового излучения малых беспилотных летательных аппаратов [Текст] / Карташов В.М. [та інш.] // Радиотехника. Всеукр.межвед. науч.— техн. сб. — 2017. — Вып. 191. — С. 181—187.

88. Features of construction and application of complex systems for the atmosphere remote sounding [Text] / V. M. Kartashov, V. A. Tikhonov, V. V. Voronin //Telecommunications and Radio Engineering.— New York. — 2017.— Vol. 76(8).— P.743—749.

89. Усольцев, А.А. Особенности акустических характеристик обнаружения малых БПЛА [Текст] / А.А.Усольцев, В.Н. Олейников, // Мат. 22 Міжнар. молодіж. форуму, Т. 3. — Харків: ХНУРЕ, —2018. — С. 64—65.

90. Карташов, В.М. Методические погрешности измерения метеовеличин при корреляционной обработке сигналов систем радиоакустического зондирования. Сообщение 2 [Текст] / В.М.Карташов, С.И.Бабкин, Е.Г.Толстых // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. техн. сб. —2017. —№189. —С. 136—140.

91. Пат. на кор. модель №121159UA, МПК G01S 13/95 МПК G01W 1/06 Акустичний пристрій для визначення параметрів турбулентності в атмосферному прикордонному шарі [Текст] / Карташов В.М., Сідоров Г.І., Шейко С.О., Полонська А.С.; — заявник Харківський національний університет радіоелектроніки. — №u2013 01988; заявлено 18.02.2017; опубл. 27.11.2017, Бюл. №22, 2017 р. — 4 с., іл.
92. Marino, L. Experimental analysis of UAV—propellers noise [Text] / L.Marino // 16 th AIAA 2010—3911 / CEAS Aeroacoustics Conference. — 2010. — P. 1—14.
93. Massey, K. Noise measurements of tactical UAVs [Text] / K.Massey, R.Gaeta // 16 th AIAA 2010—3911 / CEAS Aeroacoustics Conference. — 2010. — P. 1—16.
94. Кошкин, Р.П. Беспилотные авиационные системы [Текст] / Р.П. Кошкин // — М.: Стратегические приоритеты, —2016. —676 с.
95. Соловйов, О.В. Експериментальні дослідження рівня шуму БПЛА «Стрепет—М» [Текст]/О.В. Соловйов // Збірник наукових праць Харківського ун. Повітряних Сил. — 2010. — Вип. 2 (24). — С. 36—39.
96. Зінченко, С.А. Пасивна акустична система виявлення безпілотних літальних апаратів [Текст] /С.А. Зінченко, В.Ф. Свіжевський // Тези доп. науково—тех. конф. „Інформаційна безпека України” (12—13 берез. 2015 р.). — К.: КНУ, 2015. — С. 74—75.
97. Sadasivan, S. Acoustis signature of an unmanned air vehicle — exploitation for aircraft localisation and parameter estimation [Text] / S.Sadasivan, M.Gurubasavaraj, S.R. Sekar // Eronautical DEF SCI J. — 2001. — Vol. 51, No 3. — Pp. 279—283.
98. Усольцев, А.А. Алгоритм виявлення акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів/ М.В. Бугайов // Вісник ЖДТУ, Харків —2015, —№ 3 (74). — С. 46—53.
99. Усольцев, А.А. Особенности акустических характеристик обнаружения малых БПЛА [Текст] / А.А. Усольцев, В.Н. Олейников, // Мат. 22 Міжнар. молодіж. форуму, Т. 3. — Харків, ХНУРЕ, 2018. —С. 64—65.

100. Калиновский, Р.В. Применение MEL—кепстрального метода для идентификации акустических сигналов БПЛА [Текст] / Р.В. Калиновский, В.Н. Олейников, // Мат. 22 Міжнар. молодіж. форуму, Т. 3. — Харків, ХНУРЕ, 2018. — С. 66—67.

101. Дзыма, О.Н. Построение признаков распознавания акустических сигналов [Текст] / О.Н. Дзыма, М.А. Анохин, И.В. Корытцев, // Мат. 22 Міжнар. молодіж. форуму, Т. 3. — Харків: ХНУРЕ, 2018. С. 88—89.

102. Zelnio, A.M. Detection of small aircraft using an acoustic array. Thesis. B.S. [Text] / A.M. Zelnio. — Electrical Engineering, Wright State University. — 2007. — 55 p.

103. Minas, B. Acoustic detection and tracking of a class I UAS with a small tetrahedral microphone array [Text] / B.Minas, G.H. Goldman. — Adelphi, MD 20783—1138. ARL—TR—7086 Report. — 2014. — 34 p.

104. Pham, T. TTCP AG—6: Acousting detection and tracking of UAVs [Text] / T.Pham, N.Srour // U.S. Army Research Laboratory. Proc. of SPIE. — 2004. — Vol. 54. — P. 24—29.

105. Останин, С.А. Увеличение отношения сигнал шум методом последовательного вычисления автокорреляционной функции [Текст] / С.А.Останин // Журнал радиоэлектроники. —2011, — № 12. — С.17—26.

106. Безрук, В.М., Певцов Г.В. Теоретические основы проектирования систем распознавания сигналов для автоматизированного радиоконтроля [Текст] / В.М. Безрук, Г.В. Певцов.— Харьков: Коллегиум, 2007. — 430с.

107. Журавлев, В. Анализ информационных параметров и характеристик сигналов маскирования речи на объектах информационной деятельности [Текст] и/ В. Журавлев// Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. — 2007 р. — Вип. 1 (14). — С. 170—176.

108. Малахов, С.И. Исследование алгоритмов обработки сигналов методом компьютерного моделирования [Текст] / С.И. Малахов, В.М. Карташов // Мат. 22

Міжнар. молодіж. форуму, Т. 3. — Харків: ХНУРЕ, 2018. — С. 106 — 107.

109. Rabiner, L.R. Isolated and Connected Word Recognition [Text] / L.R. Rabiner, S.E. Levinson // Theory and Selected Applications // IEEE Transactions on Communications. — 1981. — Vol. Com—29, № 5. — P. 621—659.

110. Шпилевский, Э.К. Опознавание динамических систем в обстановке помех [Текст] / Э.К. Шпилевский // Автоматика и телемеханика. — 1974. — № 12. — С. 60—71.

111. Тихонов, В.А. Параметрическая оценка спектров третьего порядка смеси негауссова сигнала и гауссовой коррелированной помехи [Текст] / В.А. Тихонов, К.В. Нетребенко // Радиоэлектроника. Изв. Вузов — 2005. — №2. — С. 35 — 43..

112. Тихонов, В.А. Оценивание спектра негауссова сигнала на фоне гауссова белого шума с помощью кумулянтных функций [Текст] / В.А.Тихонов, К.В. Нетребенко // Радиоэлектроника и информатика. — 2004. — №4. — С. 10—14.

113. Тихонов, В.А. Модель составных векторных случайных процессов в задаче распознавания сигналов [Текст] / В.А. Тихонов, И.О. Филь // Радиотехника. Всеукр.межвед.науч.—техн. Сб. вып. 178/2014.— С. 93—96.

114. Tikhonov, V.A. Correlation Analysis of Compound Vector Random Processes [Text]/ V.A. Tikhonov, K.V. Netrobenko, and I.O. Fil. // Telecommunications and Radio Engineering, Begell House Inc., New York City, USA. — 2015. —Vol. 74. — No.13. — P. 1167 — 1173.

115. Tykhonov, V.A. Factorization of speech signals parametric spectra using multiplicative linear prediction models [Text] / V.A. Tykhonov, N.V.Kudriavtseva, P. Chmelar // Proceedings Elmar. 57—th International Symposium ELMAR — Zadar, 2015. — P. 28 — 30

116. Беллман, Р. Э. Введение в теорию матриц [Текст] / Р. Э. Беллман. — М.: Наука. 1969. — 368 с.

117. Sung—Huyk, C. Comprehensive Survey on Distance/Similarity Measures

between Probability Density Functions [Text] / C. Sung—Huyk // International Journal of Mathematical Models and Methods in Applied Science. — 2007. — Vol.1. — Issue 4. — P. 300—307.

118. Anokhin, M. Decision—making rule efficiency estimation with applying similarity metrics [Text] / M. Anokhin, I. Koryttsev// Lublin—Rzeszow: ECONTTECHMOD. — 2015. — Vol.4.— No.3.— С. 73—78.

119. Ситнік, О.В. Радіотехнічні системи [Текст]: навч. посіб./О.В. Ситнік, В.М. Карташов. — Х.: Компанія СМІТ. — 2009. — 255 с.

120. Kartashov, V.M. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere [Text] / V.M. Kartashov, V.A. Tikhonov, V.V. Voronin, L.P. Tymoshenko // Telecommunications and Radio Engineering.— New York. — 2016.— Vol. 75, №20.— P.1885—1892.

121. Гордієнко, Ю.А. Особливості акустичних сигналів [Текст] / Ю.А. Гордієнко М.В. Бугайов О.І. Солонець І.А. Солопій// Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. — 2016, — № 1(22). — С. 32—35.

122. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию [Текст] / Р.А. Монзинго, Т.У.Миллер// М.: Радио и связь. —1986. — 448 с.

123. Баланис, К.А. Введение в смарт—антенны [Текст] / К. А. Баланис, П. И. Иоанидес // Москва: Техносфера. — 2012. — 200 с.

124. Москалец, Н.В. Сравнительная оценка методов определения направления прихода сигналов на основе выборочной корреляционной матрицы [Текст] / Н.В. Москалец // Вісник Нац. техн ін—ту «ХПІ» : зб. наук. пр. Сер.: Механіко—технологічні системи та комплекси. — Харків: НТУ «ХПІ», 2017. — №16 (1238). — С. 53—61.

125. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов [Текст] / Б. Уидроу, С. Стирнз // М.: Радио и связь. —1989. — 440 с.

126. Петров, В.П. Спектральные способы оценки направления источников

сигналов в адаптивных антенных решётках [Текст] / В.П. Петров, А.К.Шауэрман // Вестник СибГУТИ. — 2011. — №2. — С. 53—62.

127. Макаров, Е.С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой [Текст] / Е.С. Макаров.— Воронеж, 2009. — 167 с.

128. Sytnik, O.V. Spatial Selection of Wide—Band Sources by Covariance Matrix Eigenvalues [Text] / O.V. Sytnik, V.M. Kartashov, A.A. Suprun // Telecommunications and Radio Engineering. — New York. — 2014.— Vol. 73, №9.— P.793—801.

129. Rohling H. Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations / H. Rohling // IEEE Trans. on Aerosp. Electr. Syst. — 1983. — Vol. AES-19, № 4. — P. 608—621.

130. Lekhovytskiy D. I. Adaptive lattice filters for systems of space-time processing of non-stationary Gaussian processes / D. I. Lekhovytskiy // Radioelectronics and Communications Systems. — 2018. — Vol. 61, №11. — PP. 477—514.

131. Riabukha V. P. Estimation of potential efficiency of interperiod processing of coherent batch radio pulses against background of clutter in pulse-Doppler radars with medium frequency of probing / V. P. Riabukha, V. V. Tsisarzh, Ye. A. Katiushyn, V. I. Zarytskyi // Radioelectronics and Communications Systems. — 2018. — Vol. 61, №12. — PP. 529—546.

ДОДАТОК А

БЛОК-СХЕМИ АЛГОРИТМІВ ВИЯВЛЕННЯ ТА РОЗПІЗНАВАННЯ БПЛА

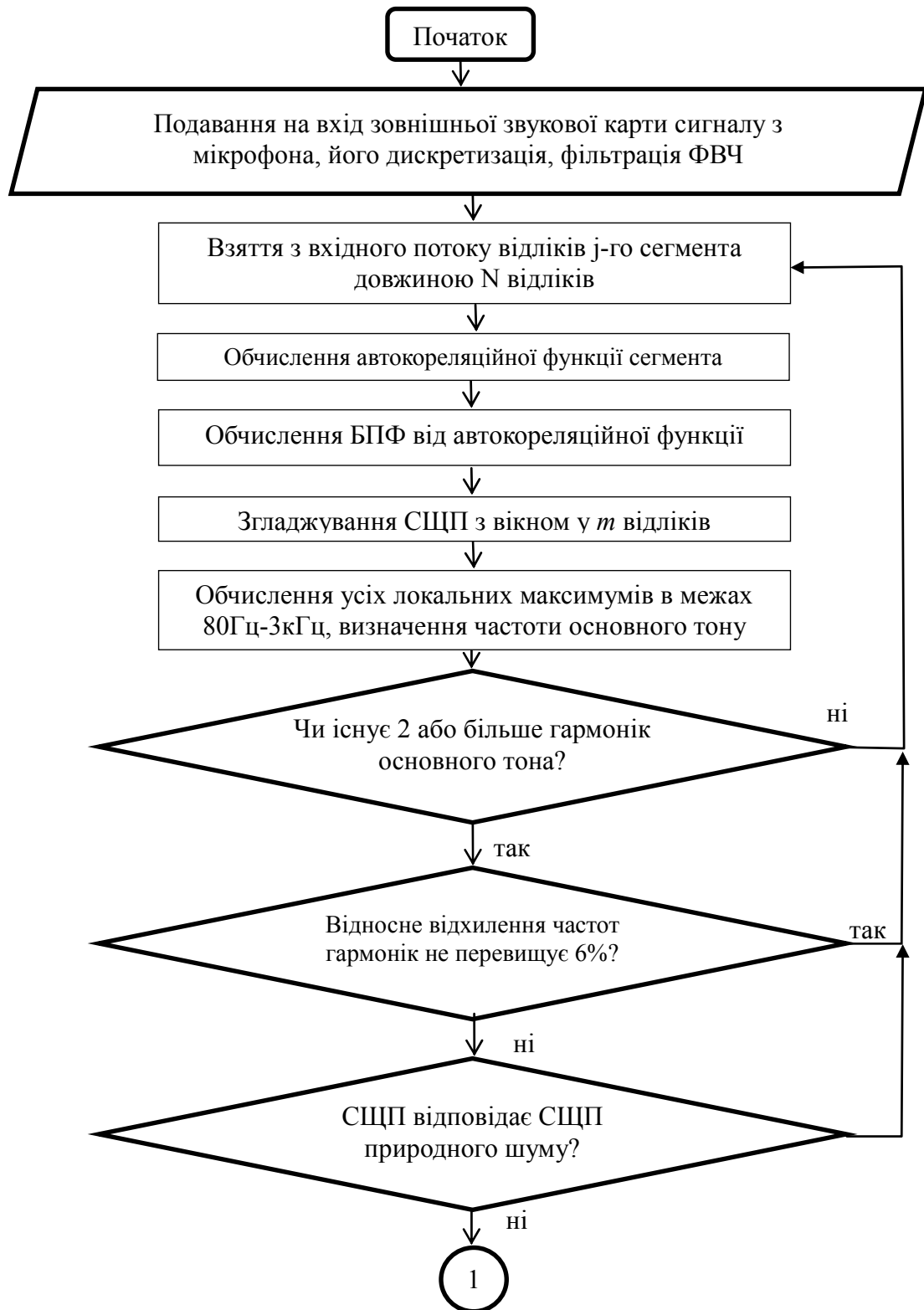


Рисунок А.1 – Блок – схема алгоритму виявлення БПЛА методом спектральних признаков АКФ.

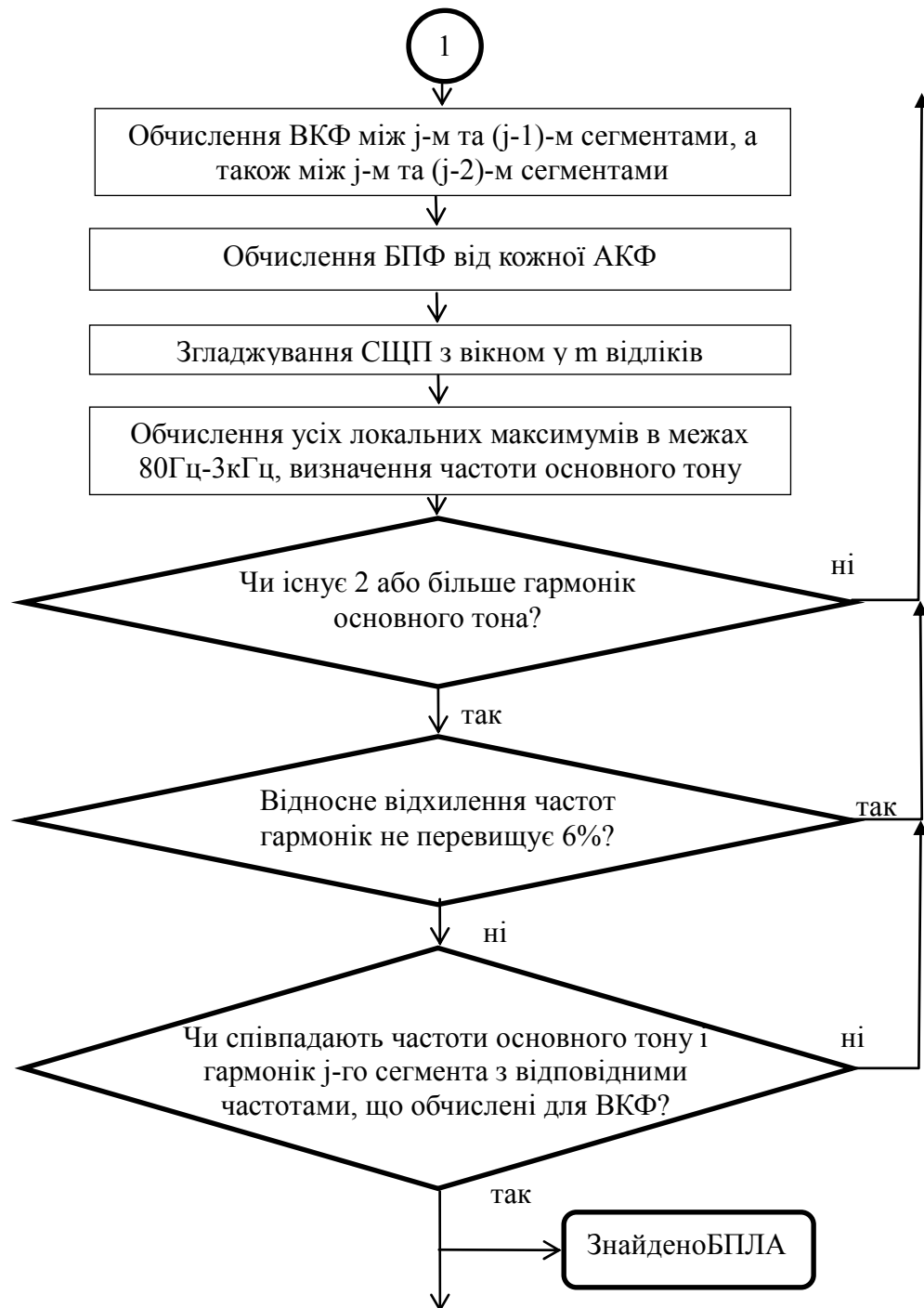


Рисунок А.2 – Блок – схема алгоритму виявлення БПЛА методом спектральних признаков АКФ, другий аркуш.

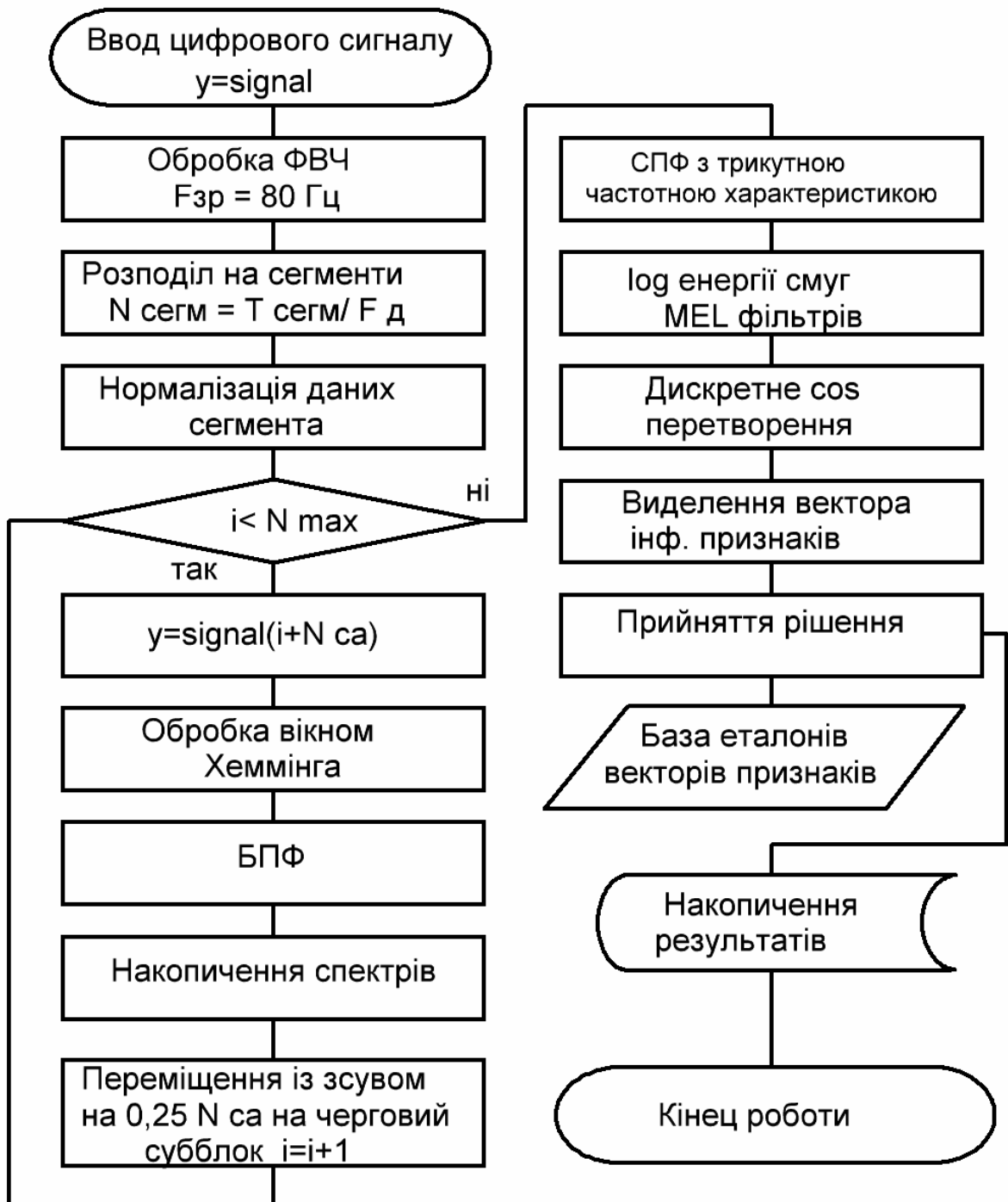
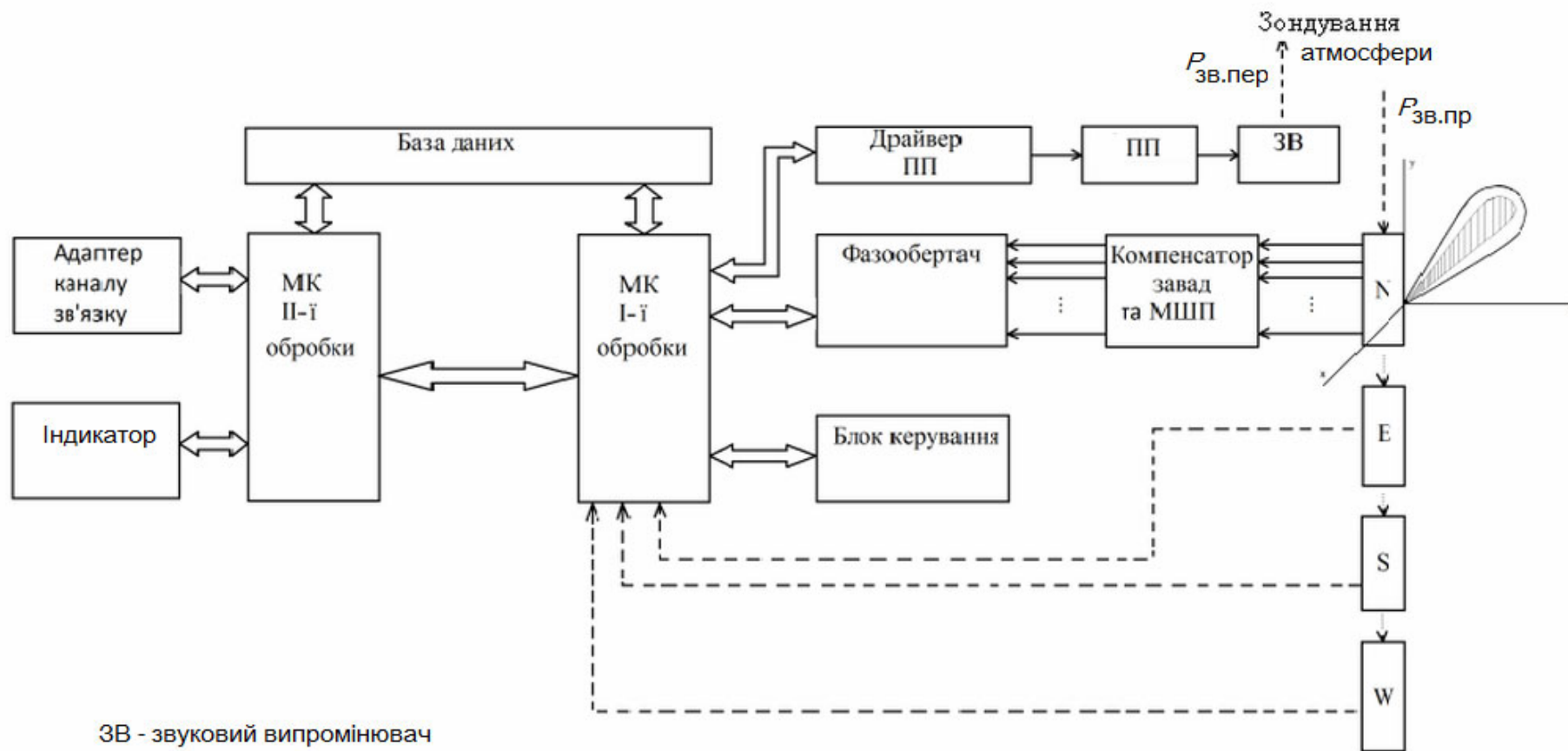


Рисунок А.3 - Блок-схема алгоритму виявлення та розпізнавання малорозмірних БПЛА методом мел-кепстральних коефіцієнтів.



ЗВ - звуковий випромінювач

ПП - підсилювач потужності

МШП - малoshумливий підсилювач

МК - мікроконтролери обробки та керування

N, E, S, W - мікрофонні решітки орієнтовані по странам світу

Рисунок Б.1 - Структурна схема системи автоматичного виявлення та розпізнавання БПЛА

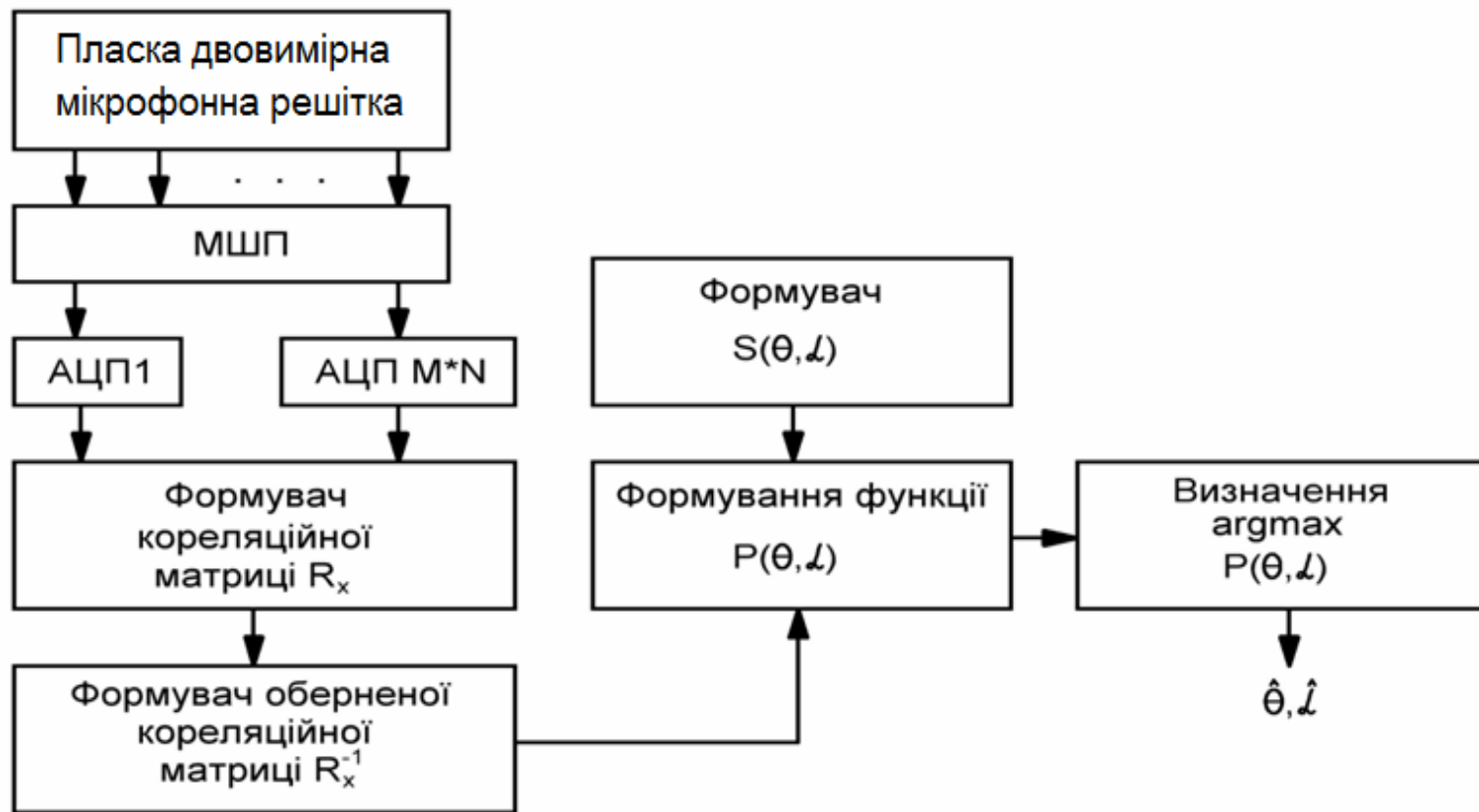


Рисунок Б.2 – Структурна схема каналу пеленгації

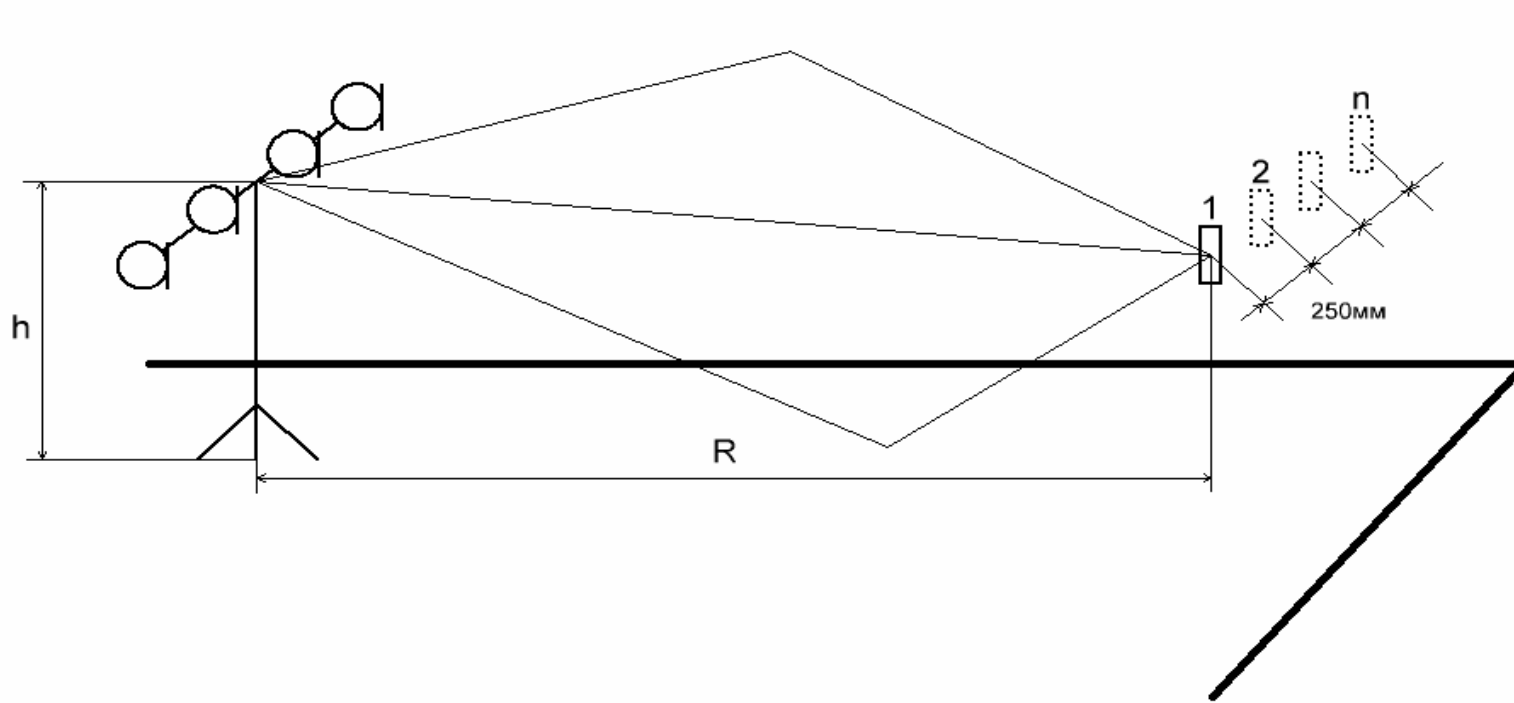


Рисунок Б.3 – Схема розташування устаткування при дослідженні ефективності алгоритмів визначення напрямку приходу звукових випромінювань в приміщенні

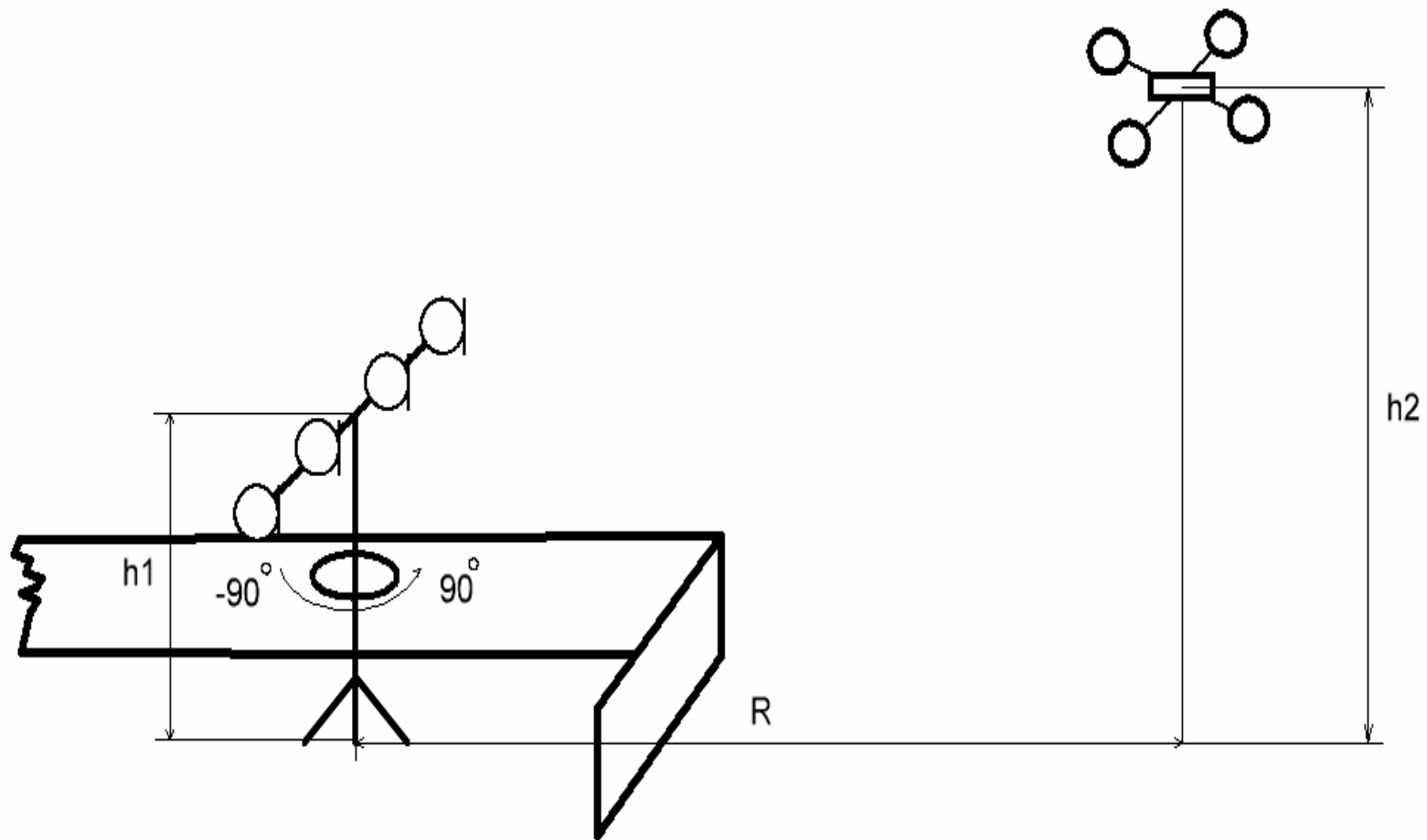


Рисунок Б.4 – Схема розміщення устаткування під час проведення експерименту

ДОДАТОК В
КОПІЇ АКТІВ РЕАЛІЗАЦІЇ РЕЗУЛЬТАТІВ ДОСЛІДЖЕНЬ

ДЕРЖАВНИЙ КОНЦЕРН «УКРОБОРОНПРОМ»
ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИЄМСТВО
НАУКОВО – ДОСЛІДНИЙ ІНСТИТУТ
РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ
«КВАНТ-РАДІОЛОКАЦІЯ»



THE STATE CONCERN "UKROBORONPROM"
STATE ENTERPRISE
SCIENTIFIC RESEARCH INSTITUTE
OF RADAR SYSTEMS
KVANT - RADIOLOKATSIIA

вул. Ділова, 5, м. Київ, 03150
а/с № 36, Україна
Tel + 380 44 2897621
Fax + 380 44 2899646
Код ЄДРПОУ 24577572
E-mail: kvant-rs@ln.ua

Post office box № 36, 03150 Kyiv, Ukraine,
5, Dilova Str.
Tel + 380 44 2897621
Fax + 380 44 2899646
Code 24577572
E-mail: kvant-rs@ln.ua

№ _____

На № _____ від _____

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Головний інженер, заступник
директора з науки ДП НДІ РС
«Квант-Радіолокація»

В.П. Ліпатов
_____ 2018 р.



АКТ

науково-технічної комісії щодо технічної реалізації досліджень науково-дослідної роботи "Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів", яка виконана Харківським національним університетом радіоелектроніки.

Комісія в складі:

ГОЛОВИ – Нікітенко Ю.Г., вчений секретар;

Членів комісії – Барінгольц Т. В., начальника науково-дослідного відділу
обробки інформації;
Цисаржа В. В., заступника директора з науки

розглянула матеріали НДР "Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів" і встановила наступне:

Комбінована адаптивна – неадаптивна система компенсації маскувальних і дискретних імітувальних пасивних завад, яка складається із адаптивного решітчастого фільтра і неадаптивного штатного фільтра використовується при розробці нової РЛС виявлення безпілотних літальних апаратів.

Голова _____ Ю.Г. Нікітенко

Члени комісії _____ Т. В. Барінгольц

_____ В. В. Цисарж

14.12.2018 № 394/86

На № _____ від _____

 ЗАТВЕРДЖУЮ
 Директор Казенного підприємства
 «Науково-виробничий комплекс
 «Іскра»


 Ю. О. Пащенко
 « _____ » 2018 р.

АКТ

науково-технічної комісії щодо використання досліджень з розроблення системи адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад науково-дослідної роботи «Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів», яка виконана Харківським національним університетом радіоелектроніки.

Комісія у складі:

ГОЛОВИ – Хара Олексія Леонтійовича, Директора департаменту досліджень і конструювання Казенного підприємства «Науково-виробничий комплекс «Іскра»

Членів комісії:

Лаврентьєва Володимира Миколайовича, к. т. н., головного конструктора РЛС МР-1 Казенного підприємства «Науково-виробничий комплекс «Іскра»;


Семенова Дмитра Сергійовича, головного конструктора з системного проектування НТЦ Казенного підприємства «Науково-виробничий комплекс «Іскра»

розглянула матеріали розділу 2 НДР «Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів» і встановила наступне.

Результати досліджень з розроблення системи адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад використовуються при розробленні нових РЛС «КП «НВК «Іскра», в тому числі РЛС МР-1.


Голова комісії

Директор департаменту досліджень і конструювання КП «НВК «Іскра»



 О. Л. Хара

Члени комісії:

Головний конструктор РЛС МР-1, к. т. н.


 В. М. Лаврентьєв

Головний конструктор з системного проектування НТЦ


 Д. С. Семенов

ЗАТВЕРДЖУЮ

Головний директор

ФОП «Мерзляков»

Мерзляков О.В.



АКТ

Науково-технічної комісії щодо технічної реалізації досліджень науково-дослідної роботи «Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів», яка виконана Харківським національним університетом радіоелектроніки

Комісія в складі:

ГОЛОВИ – Мерзляков О.В.

Членів комісії – Тишкевич М.Н.

Кукуш Д.В.

розглянула матеріали НДР «Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів» і встановила наступне:

розроблені технічні рішення для створення систем первинної обробки ширококугових акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів (БПЛА), а також для їх пеленгації використовуються при розробці нового програмного забезпечення з виявлення БПЛА.

Голова



Мерзляков О.В.

Члени комісії

Тишкевич М.Н.

Кукуш Д.В.

Затверджую

Проректор ХНУРЕ ім. НМР

д.т.н., проф. Рубан І.В.

« 09 »

2019 р.



Акт впровадження

Комісія у складі: голова – професор кафедри МІРЕС, к.т.н., проф. Олейніков В.М. і члени – доцент кафедри МІРЕС, к.т.н. Колендовська М.М., доцент кафедри МІРЕС, к.т.н. Шейко С.О., розглянувши матеріали наукового звіту про виконання НДР №318 “Розроблення систем первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів”, прийшла до висновку, що матеріали звіту виконаної НДР, а саме:

- результати досліджень з розроблення системи адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА з ФАР від шумових завад;
- технічні рішення для виявлення, розпізнавання та пеленгації акустичних сигналів в умовах дії акустичних шумових завад для акустичної локаційної станції виявлення БПЛА,

впроваджені в навчальний процес і будуть використовуватися в лекційних курсах та лабораторних роботах у рамках дисциплін “Радіоелектронні системи” і “Акустичне зондування неоднорідних середовищ”.

Голова комісії

проф. Олейніков В.М.

Члени комісії

доц. Колендовська М.М.

доц. Шейко С.О.