

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ВОРОНІН ВІТАЛІЙ ВАЛЕРІЙОВИЧ

УДК 551.51: 621.391.8

ДИСЕРТАЦІЯ
**УДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДІВ ЗАХИСТУ ВІД ПЕРЕШКОД
СИСТЕМ АКУСТИЧНОГО ЗОНДУВАННЯ АТМОСФЕРИ**

05.12.17 - радіотехнічні та телевізійні системи

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

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

_____ В.В. Воронін

Науковий керівник: Карташов Володимир Михайлович, доктор технічних наук,
професор

Харків 2019

АНОТАЦІЯ

Воронін В.В. Удосконалення методів захисту від перешкод систем акустичного зондування атмосфери. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи. – Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, 2019.

Дисертація присвячена вирішенню актуальної науково-прикладної задачі адаптивного придушення акустичних перешкод фільтрами лінійного передбачення для використання в прикладних задачах оцінки доплеровської частоти в системах акустичного зондування атмосфери.

Використання фільтрів лінійного передбачення для придушення акустичних перешкод дозволяє істотно вдосконалити системи акустичного зондування атмосфери, зробити їх більш компактними, мобільними. Застосування для цих цілей відбілюючих фільтрів лінійного передбачення є найбільш раціональним методом придушення перешкод. Конструктивні властивості моделей лінійного передбачення випадкових процесів, зокрема корельованих завад, дають можливість порівняно просто синтезувати фільтри придушення перешкод. Особливості розрахунку параметрів цих фільтрів дозволяють ефективно застосовувати методи їх адаптації до мінливої перешкодової обстановки.

Для адаптивного поновлення параметрів фільтра запропоновано використовувати метод МНК і РНК алгоритми. Порівняння ефективності роботи фільтрів придушення перешкод проводилося по точності оцінювання доплеровської частоти, а не по коефіцієнту придушення потужності перешкоди. Саме оцінка доплеровської частоти дозволяє розрахувати швидкість вітру в системах САЗ. Досліджувався вплив стаціонарного нормального білого шуму на оцінку центральної частоти зондуючого сигналу. Результати досліджень показали, що вплив перешкоди типу білого шуму менш значний, ніж для всіх типів корельованих перешкод.

Комплексні моделі акустичних сигналів дозволяють удосконалити обробку акустичних сигналів і завад. У зв'язку з цим, в роботі розроблялися комплексні моделі лінійного передбачення АРСС комплексних акустичних сигналів. Вперше був запропонований метод генерації комплексного випадкового процесу АР за заданими спектральними характеристиками. Були знайдені співвідношення, що зв'язують комплексні коефіцієнти АР і корені характеристичного рівняння, які в свою чергу виражаються через спектральні характеристики корельованого випадкового процесу. Параметри моделі АР тісно пов'язані з частотами піків і їх шириною смуги параметричних спектрів. На основі цього зв'язку розроблені методи генерації дійсних і комплексних випадкових процесів із заданими спектральними характеристиками.

Розроблені комплексні моделі лінійного передбачення вузькосмугових випадкових процесів. Показано, що квадратурна обробка вузькосмугових сигналів, може бути описана на основі комплексної моделі АР. Запропоновані відповідні рівняння АР, спосіб розрахунку коефіцієнтів АР. Побудована модель АР першого порядку комплексної обвідної вузькосмугового сигналу.

Вплив корельованої перешкоди на оцінку частоти зондуючого сигналу залежить від багатьох факторів: потужності перешкоди, рівня шуму в каналі перешкоди, частоти піків перешкоди, ширини смуги перешкоди, довжини вибірки. Сукупність цих факторів часто по-різному впливає на точність оцінювання доплеровської частоти. Крім не стаціонарності перешкоди, складний характер впливу різних статистичних характеристик на точність оцінювання доплеровської частоти вказує на необхідність використання адаптивних методів придушення акустичних перешкод.

Досліджувалися можливості зниження рівня перешкод від різних акустичних перешкод: чотирьох типів авіалайнерів Боїнг, дощу, шуму автотранспорту, що рухається по засніженій дорозі, міської автотраси, швидкісного поїзда. Аналіз отриманих результатів показує, що використання пристроїв для усунення перешкод на РФ з каналом перешкод помітно підвищує точність оцінювання частоти відбитого сигналу.

Дослідження показали, що для удосконалення методів захисту від перешкод в САЗ найбільш ефективно використовувати адаптивні методи придушення перешкод на РФ. При цьому найбільш ефективним є РНК метод адаптації РФ. Частоту зондуючого сигналу необхідно вибирати в діапазоні, де рівень потужності акустичних перешкод незначний. Вплив перешкод на точність оцінювання доплеровської частоти помітно знижується, якщо підвищувати їх взаємну кореляцію в інформаційному і перешкоджаючому каналах. При параметричному оцінюванні СЦП досить використовувати вибірки довжиною понад 150 відліків. Для підвищення надійності вимірювання швидкості вітру, можна враховувати оцінки частот, що лежать в певній смузі частот щодо частоти зондуючого сигналу.

Ключові слова: система акустичного зондування атмосфери, модель авторегресії, решітчастий фільтр, параметричний спектр, адаптація

ABSTRACT

Voronin V.V. Improvement of methods for protection against interference from acoustic sounding systems of the atmosphere. - Qualified scientific work on the basis of the manuscript.

Thesis for scientific degree of candidate of technical sciences in the specialty 05.12.17 - radio engineering and television systems. - Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, 2019.

Thesis is devoted to solving the actual scientific and applied problem of adaptive acoustic noise suppression by linear prediction filters for use in applied problems of Doppler frequency estimation in atmospheric acoustic sounding systems.

The use of linear prediction filters to suppress acoustic noise makes it possible to improve significantly the systems of acoustic sounding of the atmosphere and make them more compact and mobile. The use of linear prediction whitening filters for this purpose is the most rational method of noise suppression. The structural properties of

linear prediction models of random processes, in particular, correlated interference, make it possible to synthesize interference suppression filters relatively easily. The particularities of calculating the parameters of these filters make it possible to apply efficiently the methods of their adaptation to the changing noise situation.

For adaptive updating of filter parameters it is suggested to use the LSM method and RLS algorithms. Comparison of the efficiency of interference suppression filters was carried out according to the accuracy of the Doppler frequency estimation, and not according to the interference power suppression coefficient. It is the estimation of the Doppler frequency that allows you to calculate the wind speed in the ARS systems. The effect of stationary normal white noise on the estimate of the center frequency of the probing signal was studied. The results of the research showed that the influence of white noise type interference is less significant than of all types of correlated noise.

Complex models of acoustic signals can improve the processing of acoustic signals and interference. In this regard, the work developed complex linear prediction models of ARMA complex acoustic signals. For the first time, a method was proposed for generating a complex random process of AR using given spectral characteristics. Relations were found connecting the complex coefficients of the AR and the roots of the characteristic equation, which in turn are expressed through the spectral characteristics of the correlated random process. The AR model parameters are closely related to peak frequencies and their bandwidth parametric spectra. Based on this connection, methods have been developed for generating real and complex random processes with given spectral characteristics.

Complex linear prediction models for narrow-band random processes have been developed. It is shown that the quadrature processing of narrowband signals can be described on the basis of a complex AR model. The corresponding AR equations, the method for calculating coefficients of the AR are proposed. A first-order AR model of the complex envelope of a narrowband signal is constructed.

The influence of the correlated interference on the estimation of the probing signal frequency depends on many factors: the interference power, noise level in the interference channel, frequency of the interference peaks, interference bandwidth and

the sample length. The combination of these factors often affects the accuracy of the Doppler frequency estimation in different ways. In addition to the non-stationary nature of the interference, the complex nature of the influence of various statistical characteristics on the accuracy of the Doppler frequency estimation indicates the need for adaptive methods of suppressing acoustic noise.

The possibility of reducing the noise level from various acoustic noise were investigated: four types of Boeing airliners, rain, noise from vehicles moving on a snowy road, urban highways, and high-speed trains. The analysis of the obtained results shows that the use of devices to remove interferences in the LF with an interference channel increases significantly the accuracy of estimating the frequency of the reflected signal.

Studies have shown that to improve the methods of protection against interference in the ARS, it is most effectively to use adaptive methods to suppress interference in the LF. In this case the LF RLS adaptation method is the most effective. The frequency of the probe signal must be selected in the range where the power level of acoustic noise is negligible. The influence of interference on the accuracy of the Doppler frequency estimation is noticeably reduced if their cross-correlation is increased in the information and obstructing channels. For parametric estimation of the PSD, it is sufficient to use samples with a length of more than 150 counts. To increase the reliability of measuring wind speed, you can take into account estimates of frequencies lying in a certain frequency band relative to the frequency of the probing signal.

Keywords: system of acoustic sounding of atmosphere, autoregression model, lattice filter, parametric spectrum, adaptation

Список публікацій здобувача:

1. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. and Tymoshenko L.P. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere //

Telecommunications and Radio Engineering.- New York. - 2016.- Vol. 75, №20.- P.1885-1892. (статья).

2. Kartashov V. M., Tikhonov V. A., Voronin V. V. Features of construction and application of complex systems for the atmosphere remote sounding// Telecommunications and Radio Engineering.- New York. - 2017.- Vol. 76, №8.- P.743-749. (статья).

3. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Кошевой В.В. Подавлення акустических помех в системах дистанционного мониторинга атмосферы с использованием решетчатых фильтров// Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. — 2019. — №2 (135) — С. 40-48.

4. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Селезнев И.С. Автогреессионные фильтры подавления помех в системах акустического зондирования атмосферы// Радиотехника. (Харьков). — 2019. — Вып. 196. — С. 106-111.

5. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования атмосферы в аэропортах// Прикладная радиоэлектроника (Харьков). — 2019. — Т. 18. №1,2 — С. 16-22.

6. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Супрун А.А. Оценка частоты сигнала при адаптивном подавлении помех в системах акустического зондирования атмосферы// Радиотехника. (Харьков). — 2019. — Вып. 197. — С. 72-77.

7. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Моделирование полезных сигналов и помех систем зондирования атмосферы// Информационные системы и технологии: 5 Межд. науч.-техн. конф., 12-17 сентября 2016 г. Коблево.—Харьков, 2016.-С.107-108.

8. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Модели полезных сигналов и помех систем зондирования атмосферы// Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM: Тези доповідей наук.-техн. конф., 21-23 листопада 2016 р. Київ, 2016.-С.109.

9. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Толстых Е.Г. Комплексирование систем дистанционного зондирования атмосферы// Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій: Тези доповідей VIII наук.-практ. конф., 21-23 вересня 2016 р. м. Запоріжжя, 2016.-С.47-48.

10. Босенко П.Н., Бургар О.Н., Воронин В.В. Совместное использование систем акустического и радиоакустического зондирования атмосферы//Материалы 21 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2017. - С. 49-50.

11. Максимук В.А. Воронин В.В. Авторегрессионные методы моделирования стационарных акустических сигналов //Материалы 21 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2017. - С. 53-54.

12. Воронин В.В., Лисовой Р.О. Характеристики сигналов систем зондирования атмосферы/ /Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 60-61.

13. Воронин В.В., Кравченко М.М. Анализ погрешностей измерения характеристик атмосферы системами дистанционного зондирования //Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 70-71.

14. Воронин В.В., Чернов К.А. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования //Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 56-57.

15. Воронин В.В., Ашихмин В.О. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования атмосферы вблизи заснеженной дороги//Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 58-59.

ЗМІСТ

	стор.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	12
ВСТУП	13
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СИСТЕМ АКУСТИЧНОГО ЗОНДУВАННЯ	20
1.1 Загальні відомості про системи акустичного зондування атмосфери	20
1.2 Огляд відомих систем акустичного зондування	21
1.3 Відомі методи завадозахисту содарів	29
1.4 Характеристика і класифікація акустичних перешкод	32
Висновки	33
РОЗДІЛ 2 МОДЕЛІ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕДБАЧЕННЯ СТАЦІОНАРНИХ АКУСТИЧНИХ ПЕРЕШКОД	36
2.1 Дійсні моделі лінійного передбачення	37
2.1.1 Модель авторегресії	37
2.1.2 Модель авторегресії акустичних перешкод	42
2.1.3 Модель ковзного середнього	50
2.1.4 Модель ковзного середнього акустичних перешкод	52
2.2 Комплексні моделі лінійного передбачення	54
2.2.1 Комплексна модель авторегресії-ковзного середнього	54
2.2.2 Комплексна модель авторегресії	58
2.2.3 Комплексні імітаційні моделі авторегресійних сигналів	63
2.2.4 Комплексна модель ковзного середнього	68
2.3 Комплексні моделі авторегресії вузькосмугових сигналів	69
2.3.1 Квадратурна обробка вузькосмугових сигналів	69
2.3.2 Модель авторегресії довільного порядку комплексної обвідної вузькосмугового сигналу	73
2.3.3 Модель авторегресії першого порядку комплексної	

обвідної вузькосмугового сигналу	78
Висновки	83
РОЗДІЛ 3 СИНТЕЗ ВІДБІЛЮЮЧИХ ФІЛЬТРІВ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕДБАЧЕННЯ	86
3.1 Синтез відбілюючого авторегресійного фільтра	86
3.2 Придушення шумів літаків авторегресійним фільтром передбачення	89
3.3 Синтез відбілюючого решітчастого фільтра	93
Висновки	100
РОЗДІЛ 4 ПРИДУШЕННЯ ПЕРЕШКОД АДАПТИВНИМИ РЕШІТЧАСТИМИ ФІЛЬТРАМИ	101
4.1 Градієнтний метод адаптації авторегресійного фільтра прямої реалізації і решітчастого фільтра	101
4.2 Алгоритм рекурсивного методу найменших квадратів для решітчастих фільтрів	104
4.3 Решітчастий фільтр з перешкодовим каналом	107
Висновки	109
РОЗДІЛ 5 ОЦІНКИ ЦЕНТРАЛЬНОЇ ЧАСТОТИ КОРИСНОГО СИГНАЛА НА ФОНІ КОРЕЛЬОВАНИХ ПЕРЕШКОД	110
5.1 Адаптація САЗ до спектру завад та її комплексне застосування з системою РАЗ для підвищення точності оцінки швидкості вітру	110
5.2 Дослідження впливу білого шуму на точність оцінки доплеровської частоти	115
5.3 Дослідження впливу корельованих перешкод на точність оцінки доплеровської частоти	118
5.4 Вплив шуму в інформаційному каналі при використанні адаптивних решітчастих фільтрів для придушення акустичних перешкод	123
5.5 Експериментальне дослідження адаптивних решітчастих	

фільтрів для придушення імітаційних акустичних перешкод	130
5.6 Експериментальне дослідження адаптивних решітчастих фільтрів для придушення акустичних перешкод, створюваних авіалайнерами	139
5.7 Експериментальне дослідження адаптивних решітчастих фільтрів для придушення акустичних перешкод, створюваних дощем, швидким поїздом, автотрасою	146
Висновки	148
ВИСНОВКИ ДО ДИСЕРТАЦІЇ	150
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	155
ДОДАТОК А	
АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ	168
ДОДАТОК Б	
СПИСОК НАУКОВИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ	172

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АР – авторегресія;

КС – ковзне середнє;

АРКС – авторегресія-ковзне середнє;

АПШ – атмосферний пограничний шар;

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

АЦП – аналогово цифровий перетворювач;

ДС – діаграма спрямованості;

КО – комплексна обвідна;

ПЕОМ – персональна електронно-обчислювальна машина;

РМНК – рекурсивний метод найменших квадратів;

РФ – решітчастий фільтр;

РАЗ – радіоакустичного зондування;

СЗС – синтезатор зонduючого сигналу;

САЗ – системи акустичного зондування атмосфери;

СЦП – спектральна щільність потужності;

СКВ – середнє квадратичне відхилення;

ФАР – фазовані антенні решітки;

ФНЧ – фільтр нижніх частот;

ЦОС – цифрова обробка сигналів;

ЕОМ – електронно-обчислювальна машина.

ВСТУП

Розробка моніторингу атмосфери в інтересах авіації, екології, радіозв'язку, радіолокації призвела до створення дистанційних неконтактних методів зондування атмосфери. Одним з перспективних методів дистанційного зондування є акустичний метод, заснований на зондуванні атмосфери акустичними хвилями і визначенні параметрів атмосфери за параметрами сигналу, розсіяного атмосферними неоднородностями [1].

Сучасною тенденцією розвитку антенної техніки систем акустичного зондування атмосфери (САЗ) є перехід від одиночних випромінювачів з громіздкими звукопоглинаючими укриттями до фазованих акустичних антенних решіток (ФАР) [2]. Це дозволяє значно розширити функціональні можливості систем акустичного зондування, зменшити їх габарити, підвищити мобільність. Важливою перевагою систем з ФАР є можливість реалізації адаптивної просторової вибіркової, що дозволяє формувати мінімум діаграми спрямованості в напрямку перешкоди. Адаптивне придушення перешкоди в реальному часі дозволяє ефективно використовувати САЗ при впливі різних активних техногенних і атмосферних завад. Це дає можливість істотно підвищити завадозахищеність систем акустичного зондування. На сьогоднішній день існує ряд закордонних систем акустичного зондування з ФАР і електронним керуванням променем діаграми спрямованості. При цьому адаптивні методи просторово-часової обробки сигналів в них практично не використовуються. Тому розробка методів і засобів адаптації систем акустичного зондування атмосфери до мінливої метеорологічної і завадової обстановки є науково-прикладною задачею сучасної теорії і техніки акустичного зондування [3].

В останні роки для цифрової обробки сигналів, синтезу методів придушення перешкод почали широко використовуватися моделі лінійного передбачення. Моделі авторегресії ефективно використовуються для опису широкого класу дискретних випадкових процесів. Параметричні методи спектрального

оцінювання на основі коефіцієнтів авторегресії (АР) широко застосовуються для аналізу і обробки вузькосмугових сигналів. Перевагою моделі АР є її конструктивність, яка полягає в можливості синтезу простим способом алгоритмів обробки випадкових процесів. Коефіцієнти моделі АР завади є коефіцієнтами підсилювання синтезованих відбілюючих фільтрів передбачення. Модель АР дозволяє здійснювати оптимальну фільтрацію сигналу на фоні корельованої перешкоди.

Перешкоди, що діють на САЗ, нестаціонарні в часі, часто швидко змінюють свій спектр. Їх статистичні характеристики залежать: від типу джерела перешкод, характеру руху джерела (наприклад, зліт, посадка, рулежка літака), від його віддаленості до приймальних антен САЗ та інших факторів. Тому для придушення перешкод необхідно застосовувати ефективні адаптивні фільтри.

Таким чином, **актуальною є тема дисертації**, в якій вирішується науково-прикладна задача удосконалення методів адаптивного придушення акустичних завад фільтрами лінійного передбачення в системах акустичного дистанційного зондування атмосфери.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами Дисертаційна робота пов'язана з дослідженнями, виконаними в Харківському національному університеті радіоелектроніки. До них відносяться дослідження по держбюджетній НДР №312, рег. номер 011U002541, «Розробка нових інформаційно-вимірювальних систем і технологій координатно-часового і метеорологічного забезпечення та зв'язку», (2015-2016 роки), у якій здобувач був виконавцем, виконаної відповідно до плану Міністерства освіти і науки України, в якій використані наукові результати та практичні рекомендації по використанню оцінювання параметрів спектрів зашумлених сигналів на основі моделей узагальненої авторегресії. Дисертант також брав участь у дослідженнях по держбюджетній темі НДР №327, рег. номер «Розроблення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів для виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху», виконаної відповідно до плану Міністерства освіти і науки

України, в якій використані наукові результати та практичні рекомендації щодо використання моделей лінійного передбачення для ефективного придушення завад в системах акустичного зондування середовища.

Мета роботи - удосконалення методів адаптивного придушення активних і пасивних акустичних перешкод в системах акустичного зондування атмосфери, що дозволяють підвищити ефективність їх функціонування в умовах швидкоплинної заводової обстановки.

Завдання дослідження:

1. Аналіз і узагальнення відомих моделей авторегресії. Розвиток теорії комплексних моделей авторегресії вузькосмугових випадкових сигналів.
2. Розробка і удосконалення конструктивних алгоритмів генерації випадкових корисних сигналів і корельованих завад із заданими спектральними властивостями з використанням дійсної та комплексної моделей авторегресії.
3. Аналіз впливу активних і пасивних акустичних шумів і перешкод на оцінки центральної частоти відбитого зондуючого сигналу.
4. Дослідження ефективності використання авторегресійних фільтрів прямої реалізації та решітчастих структур для синтезу адаптивних пристроїв придушення акустичних перешкод в содарах.
5. Перевірка обраного алгоритму придушення перешкод для широкого класу потужних акустичних перешкод, що мають місце при роботі содарів.

Об'єкт дослідження - процес зондування атмосфери акустичними хвилями.

Предмет дослідження - адаптивні фільтри лінійного передбачення для придушення нестационарних акустичних перешкод в содарах.

Методи дослідження - в роботі використані методи теорії лінійних систем, різницевих лінійних рівнянь, методи статистичного моделювання, чисельні методи аналізу, прикладний аналіз випадкових процесів.

Наукова новизна отриманих результатів

1. Виконано аналіз і узагальнення відомих моделей авторегресії. Отримала подальший розвиток теорія комплексних моделей авторегресії вузькосмугових випадкових сигналів.

2. Запропоновано нові авторегресійні моделі генерації комплексних випадкових сигналів із заданими спектральними характеристиками, що відрізняються від використовуваних раніше моделей на основі різницевого рівняння більш високою точністю відтворення заданих характеристик сигналів, універсальністю, стаціонарністю.

3. Удосконалено метод захисту від перешкод систем акустичного зондування атмосфери з використанням адаптивних фільтрів лінійного передбачення, що відрізняється обґрунтованим вибором частоти зондуючого сигналу шляхом аналізу спектру потужних акустичних перешкод. Знайдено найбільш підходящі типи фільтрів і методи їх адаптації.

4. Удосконалено методику експериментального дослідження ефективності придушення акустичних перешкод адаптивними решітчастими фільтрами з завадовим каналом, що відрізняється урахуванням неідеальності характеристик основного і завадового каналів.

5. Отримали подальший розвиток алгоритми оцінювання частоти зондуючого сигналу шляхом обліку викидів доплеровської частоти за допомогою обмеження смуги вимірювань частоти. Ефективність алгоритмів підтверджена результатами оцінювання частоти сигналу на фоні потужних акустичних перешкод від різних типів сучасних авіалайнерів, автотрас, дощу, швидкого поїзда.

Практичне значення отриманих результатів

Запропоновані математичні моделі розсіяних акустичних сигналів і каналів розсіювання дозволяють створювати з їх використанням апаратно-програмні пристрої – імітатори розсіяних сигналів або інформаційних локаційних каналів систем акустичного зондування, які вкрай необхідні при випробуваннях наявної або проекрованої апаратури. З використанням імітаторів може визначитися працездатність апаратури, реальні значення показників якості відокремлених блоків і здійснюватися метрологічна атестація станцій в цілому. Аналіз систем та їх окремих елементів на етапі проектування відтепер може проводитися

теоретично-аналітичним шляхом або методом півнатурного фізичного моделювання.

Запропоновані методи придушення перешкод при їх практичній реалізації в содарі дозволять підвищити їх завадозахищеність і забезпечать можливість роботи в місцях з несприятливою завадовою обстановкою, наприклад в аеропортах.

Ефективність досліджених методів адаптивного придушення перешкод на решітчастих фільтрах доводить, що вони можуть бути використані при просторово-часовій обробці систем акустичного придушення перешкод з ФАР.

Розроблені методи і алгоритми використані при виконанні НДР №312, Рег. номер 011U002541, «Розробка нових інформаційно-вимірювальних систем і технологій координатно-часового і метеорологічного забезпечення та зв'язку», (2015-2016 роки), у яких здобувач був виконавцем, НДР №327, рег. номер «Розроблення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів для виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху», а також в навчальному процесі кафедри медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем ХНУРЕ (з курсу «Акустичні системи зондування неоднорідних середовищ»), що підтверджено відповідними актами впровадження.

Особистий внесок здобувача. Дисертаційна робота була виконана на кафедрі «Медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем» Харківського національного університету радіоелектроніки. Автор самостійно отримав основні результати дисертаційної роботи, які досить повно відображені в публікаціях [1-15]. У роботах, виконаних у співавторстві, автору належать наступні результати:

У роботі, присвяченій розробці та аналізу комплексних моделей лінійного передбачення вузькосмугових перешкод [1], здобувачем виконані основні теоретичні дослідження принципів розрахунку параметрів моделей, виведені нові вирази для оцінки параметрів комплексної моделі через параметри спектрів.

У роботі [2] автором проаналізовано особливості застосування комплексних систем дистанційного зондування атмосфери.

В роботі [3] автором виконані чисельні розрахунки і моделювання з використанням комп'ютера, а також проведена обробка результатів експериментів.

У роботах [4 - 5] автором проведено безліч імітаційних експериментів, які доводять ефективність застосування використовуваних методів для придушення корельованих акустичних перешкод.

В роботі [6] автором розраховані оцінки частоти корисного сигналу при придушенні акустичних перешкод від різних джерел.

Апробація результатів дисертації.

Основні положення та результати дисертаційної роботи були представлені та обговорені на 9-ти міжнародних, наукових конференціях і молодіжних форумах:

- 21-й і 23-й Міжнародний молодіжний форум "Радіоелектроніка і молодь в XXI столітті" (Харків 2017, 2019);

- Інформаційні системи і технології: 5 Міжнародна науково-технічна конференція., 12-17 вересня 2016 р. Коблево;

- Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS / ATM: Тези доповідей наук.-техн. конф., 21-23 листопада 2016 р. Київ;

- Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікації та інформаційних технологій: Тези доповідей VIII наук.-практ. конф., 21-23 вересня 2016 р. м. Запоріжжя.

Публікації за темою дисертації. Результати дисертації опубліковано в 15 наукових роботах: 4 статті – у фахових виданнях України; 2 статті – у зарубіжних журналах (індексуються в наукометричній базі Scopus); 9 тез доповідей у матеріалах міжнародних форумів і конференцій.

Структура і обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, 5 розділів, висновків і переліку посилань. Дисертація містить 173 сторінки, 34 рисунки, 28 таблиць, список джерел з 123 найменувань на 13 сторінках.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД СИСТЕМ АКУСТИЧНОГО ЗОНДУВАННЯ

1.1 Загальні відомості про системи акустичного зондування атмосфери

Атмосферний пограничний шар (АПШ), в якому відбувається механічна взаємодія і термодинамічний обмін рухомих повітряних мас з підстилаючою поверхнею, є областю, яка найбільшою мірою схильна до впливу викидів газоподібних продуктів антропогенного походження. Структура АПШ, висота якого коливається від 100 м до 2 км, може бути досить різноманітною.

Протягом ряду років, однією з тенденцій розвитку і вдосконалення техніки дистанційного зондування нижніх шарів атмосфери - є використання систем акустичного та радіоакустичного (РАЗ) зондування. Використання акустичного випромінювання для дистанційного зондування атмосфери засновано на здатності акустичних хвиль розсіюватися на неоднорідностях коефіцієнта заломлення [4-14]. Причому взаємодія виявляється набагато сильніше, ніж для електромагнітних хвиль більшості областей спектра.

Передумови розвитку акустичного зондування атмосфери закладені працями радянських вчених у 1940 - 1960 рр. Теорія розсіювання звуку на турбулентності вперше була запропонована в 1941 р А.М. Обуховим [15] і отримала подальший розвиток в роботах В.І. Татарського [16], А.С. Моніна [17] і експериментально перевірена М.А. Калістратовою [18]. У Росії, роботи з дослідження акустичних хвиль виконуються в інститутах Російської академії наук – Інституті оптики атмосфери, Інституті радіотехніки і електроніки, Інституті фізики атмосфери, а в Україні – в Харківському національному університеті радіоелектроніки (ХНУРЕ).

Найбільш важливими характеристиками АПШ є розподіл основних метеопараметрів або метеовеличин (температури і вологості повітря, швидкості і напрямку вітру) по вертикалі і горизонталі, а також особливості турбулентності,

яка породжує просторові і часові пульсації всіх метеовеличин [19-26]. Знання просторово-часового характеру зміни метеопараметрів, процесів в АПШ дає можливість об'єктивно оцінювати небезпеку забруднення навколишнього середовища, вплив вітрового зсуву нижніх рівнів на літальні апарати при зльоті та посадці і т.п. [27-34]. Використання акустичних локаторів для вимірювання характеристик атмосфери аналізується в роботах [35-44].

Одна з найбільш важливих характеристик стану АПШ - висотний профіль швидкості вітру. Для вимірювання висотного профілю швидкості вітру застосовуються як контактні (прямі) методи, так і неконтактні (непрямі) [3,33, 45].

Контактні методи пов'язані з необхідністю підйому метеодатчиків, для яких використовуються метеовежі і метеомачти, радіозонди, аеростати, планери, літаки. Прямі методи вимірювання не завжди задовольняють потребам практики, оскільки отримані за допомогою таких методів дані носять дискретний просторово-часовий характер. Крім того, в даний час далеко не всі пункти метеорологічного забезпечення мають в своєму розпорядженні висотні метеомачти або датчики, що розташовуються на теле- і радіощогах.

Шаропілотне зондування або радіозонди не забезпечують необхідних просторової і часової роздільної здатності, оперативності вимірювань і не дозволяють отримувати пульсаційні характеристики вітру. Акустичні локатори до певної міри вільні від цих недоліків. В даний час є три можливих метода вимірювання швидкості вітру [45]: по доплеровському зсуву частоти, по кутовому зсуву розсіяного сигналу і за часом проходження сигналом певної траси.

1.2 Огляд відомих систем акустичного зондування

Використання акустичних локаторів для вимірювання характеристик атмосфери розглядалося в роботах [46-54]. Результати численних досліджень акустичного зондування атмосфери [55-63], дозволили визначити основні вимоги з методів побудови таких систем. Дослідження, виконані на різних типах САЗ [64-

71], довели не тільки широкі можливості таких систем, але і складності створення досить універсальної апаратури вимірювання різних параметрів атмосфери з адаптивним захистом від активних і пасивних перешкод.

Основний набір елементів, необхідних для акустичного зондування, містить передавальну систему для спрямованого випромінювання акустичної енергії в досліджувану область атмосфери і приймальну систему для реєстрації та обробки розсіяного сигналу. Класифікація систем акустичного зондування атмосфери наведена в [71].

По виду одержуваної інформації акустичні локатори можна поділити на два типи: моностатичні локатори з факсимільною реєстрацією сигналу (локатори першого покоління) і локатори з системою обробки сигналів для отримання кількісної інформації про параметри атмосфери.

По типу антенної системи розрізняють однопозиційні або моностатичні локатори - містять одну загальну антену для випромінювання і прийому акустичних коливань і багатопозиційні - бістатичний, тристатичний і т.д. локатори, що містять кілька просторово-рознесених антен.

За типом використовуваного випромінювання розрізняють системи з імпульсним і неперервним випромінюванням. За кількістю каналів прийому-передачі розрізняють одноканальні і багатоканальні акустичні локатори. Також акустичні локатори класифікуються за кількістю вимірюваних компонент швидкості вітру (одно-, дво- і трикомпонентні), по числу робочих частот (одночастотні і багаточастотні).

Період з кінця 80 - х років і до теперішнього часу характеризується переходом до серійного випуску акустичних локаторів багатьма зарубіжними фірмами. Моностатичні локатори першого покоління з факсимільним записом сигналу випускають фірми «Вайсала» (Фінляндія), «Aerovironment Incorporation» (модель 300С, США). Освоєно серійний випуск трикомпонентних доплеровських моностатичних акустичних локаторів для вимірювання профілю швидкості вітру фірмами «Aerovironment Incorporation» (модель 200, США), «Alcyon Equipment» (Швейцарія), «Bertin» (Франція). Тристатичний доплеровський акустичний

локатор для вимірювання швидкості вітру випускається фірмою «Xonics Technology Incorporation» (модель 600, США).

В СРСР роботи по акустичному зондуванню атмосфери почалися в середині 70-х років [33, 72]. Перший содар був створений в Інституті радіотехніки і електроніки (ІРЕ) АН СРСР (Москва). Перевагами цього содару були, зокрема, мала споживана потужність, висока роздільна здатність по часу і частоті. До числа перших систем можна віднести також акустичні локатори Інституту оптики атмосфери (ІОА) Сибірського відділення АН СРСР (Томськ), Інституту фізики атмосфери АН СРСР (Москва).

В літературі [72, 73] досить докладно описано і розглянуто локатор першого покоління МАЛ-1, який, відповідно до класифікації, є імпульсним, одноканальним, зі скануванням діаграми спрямованості по азимуту, куту місця, а так само зі скануванням по частоті. Принцип побудови, функціональна і структурна схема акустичного локатора незначно відрізняються від принципу побудови імпульсного радіолокатора. Значна величина загасання акустичних хвиль в атмосфері вимагає високої чутливості і завадозахищеності приймального тракту. Існує необхідність застосування лінійної автоматичної корекції коефіцієнта передачі приймального тракту, що зумовлено додатковим загасанням сигналу пов'язаного з геометричною розбіжністю променя при поширенні уздовж траси. На основі таких принципів будуються функціональні схеми більшості локаторів.

Для фокусування акустичного випромінювання в локаторі МАЛ – 1 застосовувався параболічний відбивач. До складу системи обробки і реєстрації даних входив апарат факсимільного запису типу ФАК – П системи факсимільного зв'язку «Ладога» і система цифрової обробки сигналу.

Акустичний локатор МАЛ – 1 дозволяв проводити вимірювання профілів швидкості вітру і структурної постійної флуктуації температури, стежити за структурою і динамікою прикордонного шару атмосфери. Основні параметри локатора МАЛ – 1 наведені в табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Основні параметри локатора МАЛ – 1

Висота зондування, м	500...600
Діапазон вимірюваних радіальних швидкостей вітру, м / с	0... ± 17
Діапазон вимірюваних радіальних швидкостей вітру, м / с	0,3
Робочі частоти локатора, кГц	1; 1,5; 2; 3
Максимальна потужність передавача, Вт	100
Період послілки, с	3; 6
Тривалість імпульсу послілки, мс	60
Полуширина діаграми спрямованості антени на рівні 3 дБ на частоті 1 кГц, град	7,5
Коефіцієнт перетворення опромінювача антени в режимі прийому на частоті 1 кГц, В / Па	0,12
Електрична чутливість приймача (при відношенні сигнал / шум 6 дБ), В	$2 \cdot 10^{-7}$
Споживана потужність, Вт	800

Одним з перших содарів в Україні був акустичний вимірювач параметрів вітру «ІВА» [3], розроблений в 1985 році на замовлення Управління авіації СРСР в Харківському інституті радіоелектроніки (ХІРЕ), нині ХНУРЕ.

Передавальний канал ІВА включав синтезатор зондуючого сигналу (СЗС), схему перетворення цифрової комплексної обвідної (КО) в дійсний зондуючий сигнал, підсилювач потужності і передавальну антену. У схемі перетворення КО передбачалися цифро-аналогові перетворювачі, помножувачі, за допомогою яких здійснювався перенос КО з нульової частоти на частоту зондування, ФНЧ і суматор. Для тестування приймального тракту СЗС синтезував спеціальні сигнали, що імітують луна-сигнали локатора. Крім функцій синтезу СЗС виконував функції мікро-ЕОМ загального призначення і міг розпаралелювати алгоритм обробки центральної мікро-ЕОМ локатора. Кожен з приймальних

каналів включав в себе приймальну антену, аналоговий мультиплексор, кодоуправляючий підсилювач, смуговий фільтр, схему виділення КО. Схема виділення КО за допомогою змішувачів і ФНЧ переносила спектр сигналу з високочастотної області в низькочастотну. Всі переноси по частоті в квадратурних каналах здійснювалися за допомогою опорного квадратурного генератора, спільного з передавальним трактом. З виходів приймальних каналів КО через керований від мікро-ЕОМ аналоговий мультиплексор сигнали подавалися на швидкодіючий АЦП, з виходу якого оцифрований сигнал вводився в мікро-ЕОМ. Алгоритми статистичного оцінювання різних метеовеличин були реалізовані за допомогою мікро-ЕОМ і програмованого процесора цифрової обробки сигналів (ЦОС), що дозволяло переходити від одного алгоритму до іншого, в порівняно широкому діапазоні класів без зміни апаратної частини. В якості центральної мікро-ЕОМ в розробці була використана персональна ЕОМ типу ІВМ РС/АТ 386, яка була забезпечена спеціалізованим процесором обробки сигналів ПОС-16, що дозволяв виконати основні операції в реальному масштабі часу.

Для аеродромного варіанту вимірювача основною була бістатична схема зондування. Передаюча і приймальна антена були рознесені в просторі, причому приймальні антени обслуговували групами по три кожну з трьох висот зондування. Для цього варіанту також зберігалася можливість реалізації безперервного зондуючого сигналу, що дозволяло підвищити енергетичні показники локатора при наявності акустичних перешкод.

Управління локатором здійснювалося оператором через системний термінал. Відображення, документування інформації реалізовувалося за допомогою терміналу, накопичувача на гнучких магнітних дисках, друкувального пристрою, а висновок інформації в систему вищого рівня проводився по цифровому каналу зв'язку зі швидкістю не менше 75 Біт/с. Основні параметри содара ІВА наведені в табл. 1.2.

Таблиця 1.2

Основні параметри содара ІВА

Діапазон вимірюваних швидкостей вітру , м/с	1... 30
Висота виміру, м	40;70;100
Несуча частота зондуючого сигналу, Гц	5000
Максимальна потужність, що підводиться до передавальної антени, Вт	300
Рівень еквівалентного звукового тиску, обумовленого власними шумами мікрофонного підсилювача (в смузі 1 кГц), дБ, не більше	16
Споживана потужність, кВт, не більше	2
Допустимий рівень зовнішніх перешкод, дБ	80

Темпи розвитку і вдосконалення інтегральної елементної бази, обумовлюють розвиток і вдосконалення техніки акустичного зондування. Деяким з фірм вдалося реалізувати нові підходи до створення содарів – застосувати содарні фазовані антенні решітки, багаточастотне зондування і т.д. Наприклад, содари серії FAS. Відповідно до класифікації, содари серії FAS представляють собою імпульсні, багаточастотні акустичні локатори. Структурна схема содарів XFAS52, FAS64, SFAS64 включає в себе плоску антенну решітку, модуль попередньої обробки сигналів, і переносний комп'ютер для остаточної обробки результатів вимірювання параметрів атмосфери. Всі содари серії FAS (XFAS52 FAS64 SFAS64) аналогічні за конструкцією і відрізняються розмірами, вагою, діапазоном висот зондування і роздільною здатністю. Основні параметри содарів наведені в табл. 1.3.

Таблиця 1.3

Основні параметри содарів

Модель	XFAS52	FAS64	SFAS64
1	2	3	4
Кількість елементів ФАР	53	64	64
Діапазон робочих частот, Гц	825-1375	1650-3750	2850-4750
Вихідна акустична потужність, Вт	35	7,5	2,5
Кількість частот	Більше 10		
Число вертикальних шарів	256	100	100
Товщина шарів, м,	20...500	10...250	5...100
Мінімальна висота вимірювання, м	20	20	10
Максимальний діапазон висот, м	3000...5000	500...1000	300...500
Похибка вимірювання горизонтального вітру, м/с	0,1...0,3		
Похибка вимірювання вертикального вітру, м/с	0,03...0,1		
Похибка вимірювання напрямку вітру, град	2...3		
Діапазон вимірюваних швидкостей горизонтального вітру, м/с	-50...50		
Діапазон вимірюваних швидкостей вертикального вітру, м/с	-10...10		
Середня споживана потужність, Вт	30...350	50...100	30...50
Маса, кг.	144	32	11,5
Розміри, см	145x145x33	72x74x25	44x46x13

Содар FAS64 є першим представником нової серії содарів, що використовують в якості антенної системи плоску фазовану антенну решітку.

При порівняно невеликих розмірах (72x74x25 см.) і масі 32 кг, содар FAS64 забезпечує вимір тривимірних профілів швидкості вітру і структури турбулентності з досить високими параметрами. Діапазон висот зондування - від 15 м до 1000 м. з роздільною здатністю 10 м.

Плоска акустична антенна решітка, що входить до складу содарів серії FAS, є інновацією фірми «Scintec». Оригінальне виконання елементів решітки, показане на рис. 1.1, забезпечує гарне узгодження з атмосферою, чим досягається поліпшення характеристик спрямованості антенної системи, і збільшення динамічного діапазону, а хороше демпфірування робить антенну систему менш чутливою до впливу опадів.

Кожен з елементів антенної решітки забезпечений малошумливим попереднім підсилювачем для випромінювання і прийому коливань. Для зменшення впливу електромагнітних наведень попередні підсилювачі розташовуються в безпосередній близькості до елементів решітки.

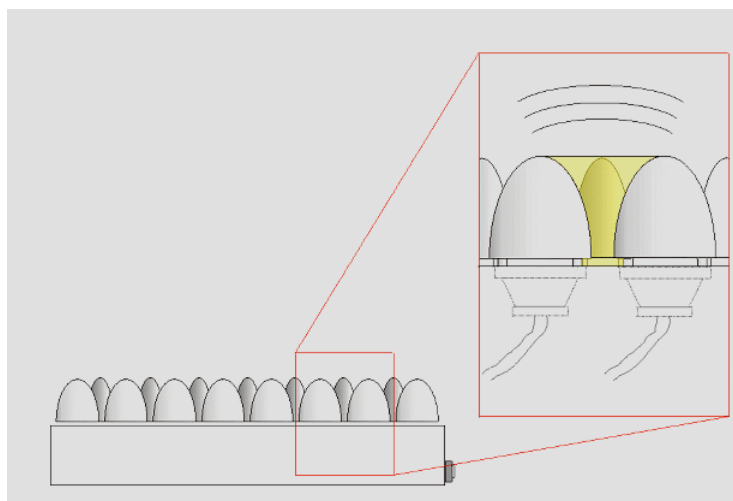


Рисунок 1.1 Акустична антенна решітка фірми «Scintec»

Як показує аналіз літератури та інтернет-публікацій, застосування фазованих антенних решіток є світовою тенденцією в розвитку техніки акустичного зондування. Як приклад можна привести серію акустичних локаторів

німецької фірми «Metek» – DSDPA.90 (DSDPA.90-24, DSDPA.90-64). DSDPA.90 є мінісодари, призначені для вимірювання швидкості вітру і характеристик турбулентності. В якості антени в DSDPA.90-24 і DSDPA.90-64 використовуються акустичні плоскі ФАР, що складаються з 24 і 64 елементів відповідно. Содари дозволяють вимірювати вертикальні профілі вітру в діапазоні висот від 15 до 1000 метрів. Особливістю серії DSDPA.90 є можливість віддаленого доступу до вимірюваних даних. Для цього в содарах застосований радіомодем GSM-стандарту (за матеріалами офіційного сайту фірми «Metek» - <http://www.metek.de>).

У США фірмою «AeroVironment» розроблені і серійно виробляються содари Model 4000 MiniSODAR з 32-х елементної ФАР в якості антени (за матеріалами офіційного сайту фірми «AeroVironment Inc» - <http://www.aerovironment.com>). В Японії розроблений і введений в експлуатацію мобільний содар KAP-1000 [74]. ФАР содара KAP-1000 формує п'ять променів діаграми спрямованості для визначення п'яти компонент повного вектора швидкості вітру.

1.3 Відомі методи заводозахисту содарів

На сьогоднішній день не існує чіткої класифікації методів заводозахисності систем акустичного зондування. На основі аналізу відомих схем побудови содарів можна виділити два великі класи методів – прямі і процедурні методи заводозахисності.

До прямих методів можна віднести різні механічні споруди (звукозахисні бленди, різного роду укриття, шахти і т.п.) призначені для відбиття або поглинання акустичних хвиль, що поширюються в бічних пелюстках діаграми спрямованості.

У більшості існуючих локаторів, як вітчизняних так і закордонних, реалізовані прямі методи заводозахисності у вигляді звукопоглинаючої бленди. Частотна вибірковість реалізується у вигляді смугового фільтра. Як приклад можна привести локатори МАЛ-1, МАЛ-2, Звук-1, Звук-2, Хвиля-4. Звукопоглинаюча бленда виконана у вигляді конусоподібного або пірамідального

укриття виготовленого із пластику, металу і звукопоглинаючого матеріалу. Закордонні содари, як правило, використовують звукопоглинаючі бленди призматичної форми, наприклад содар VT-1 виробництва Atmospheric Research & Technology, LLC (ART).

Основна перевага прямих методів заводо захищеності – простота реалізації і надійність експлуатації. При цьому прямі методи заводо захищеності мають ряд суттєвих недоліків: громоздкість конструкції, низька ефективність в напрямках першої бічної і головної пелюстки діаграми спрямованості. Розвиток сучасної елементної бази та потужних обчислювальних засобів дозволяє застосовувати для підвищення заводо захищеності содарів процедурні методи, певною мірою вільні від недоліків прямих методів.

До процедурних методів підвищення заводо захищеності САЗ відносяться методи засновані на деякій алгоритмічній обробці акустичних хвиль, прийнятих антеною содара. Більшість сучасних локаторів поєднують прямі і процедурні методи для захисту від перешкод.

Як приклад можна привести серію содарів FAS, вироблених фірмою «Scintec» (XFAS52 FAS64 SFAS64, FAS64-SH) (за матеріалами офіційного сайту фірми «Scintec» - <http://www.scintec.com>). Содар FAS64 працює на декількох частотах (до десяти). Сигнали всіх частот приймаються і оброблюються одночасно, чим досягається збільшення відношення сигнал-шум, зменшується необхідний час накопичення, поліпшується вертикальна роздільна здатність. Використання фазованої антенної решітки і цифрової обробки дозволяє реалізувати метод зміни частот. Індивідуальні частоти випромінювання змінюються в різних періодах зондування, за рахунок чого зменшується вплив зовнішніх джерел перешкод. Даний метод дозволяє домогтися позитивного результату для певних умов експлуатації содара, при цьому реальний розподіл перешкод по частоті не враховується, що значно знижує ефективність перешкодозахищеності.

Содари серії FAS здатні формувати до дев'яти променів діаграми спрямованості. Одночасний запуск звукової посилки може відбуватися в двох

протилежних напрямках (наприклад, у напрямку і проти напрямку вітру), що призводить до збільшення відношення сигнал-шум для певних умов експлуатації. Як і метод зміни частот, даний метод не враховує розподіл перешкод за напрямками, що може призводити до істотного зниження перешкодозахищеності содара.

До процедурних методів підвищення перешкодозахищеності можна віднести також різні адаптивні алгоритми обробки сигналів. Методи адаптивної просторово-часової обробки, що широко застосовуються і досліджені в радіолокації, практично не використовуються в акустичному зондуванні. Одним з нечисленних прикладів застосування адаптивної обробки в акустичному зондуванні є, так званий «шепочучий» содар FAS64-SH фірми «Scintec». Однак адаптивна обробка застосовується в ньому з метою зменшення акустичного забруднення навколишнього середовища, причиною якого є випромінювання акустичної потужності по бічних пелюстках діаграми спрямованості. Зменшення бічного випромінювання досягається підстроюванням амплітуд сигналів окремих елементів решітки таким чином, що за рахунок інтерференції в напрямку зондування спостерігається максимум сигналу, а в бічному напрямку мінімум. Застосування нової методики дозволяє відмовитися від громіздких укриттів передавальної частини содара.

Таким чином, на основі аналізу сучасних систем акустичного зондування можна сформулювати основні вимоги до сучасних акустичних локаторів:

- Використання в якості антени плоскої ФАР з цифровим керуванням.
- Використання багатопроменевого зондування (для визначення декількох складових повного вектора швидкості вітру [75]).
- Використання багаточастотного зондування (одночасне випромінювання на декількох частотах, зміна частоти зондування в різних послідовностях).
- Керування випромінюванням і обробкою сигналів здійснюється програмно за допомогою центральної ЕОМ.
- Використання просторово-часової обробки сигналів.

1.4 Характеристика і класифікація акустичних перешкод

В акустичному зондуванні атмосфери, як і в будь-якому іншому вигляді активної локації, велику роль відіграють різного роду перешкоди або шуми. Це обумовлено малим рівнем прийнятого зондуючого сигналу внаслідок малої частки розсіяної енергії в заданому напрямку та істотного ослаблення звукового сигналу на шляху поширення до розсіюючого об'єму і далі до приймача.

Відповідно до класифікації [72] шуми діляться на внутрішні і зовнішні. Внутрішні, апаратурні, шуми виникають безпосередньо в електроакустичних перетворювачах антени і в самому приймачі. Мінімальний рівень внутрішніх шумів обумовлений тепловим шумом електроакустичного перетворювача приймальної антени, потужність якого визначається як добуток $k \cdot T \cdot \Delta f$, де $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/(Гц·град) – постійна Больцмана, T – температура, Δf – смуга приймача.

Зовнішні шуми, в свою чергу, поділяються на шуми природного і штучного походження. Деяка класифікація джерел зовнішніх шумів наведена в [76 - 78]. Джерела природних шумів можна поділити на дві групи: контактні і віддалені. До контактних відноситься шум, що виникає при безпосередньому контакті опадів (крапель дощу, граду) з приймальною антеною, при обдуванні антени вітром. Також до контактних відносяться шуми, обумовлені впливом флуктуаційного руху молекул повітря на мембрану електроакустичного перетворювача. Шуми від віддалених джерел, в свою чергу, також можна розділити на дві групи, це шуми, вироблені тваринами, птахами, комахами та ін., і шуми атмосферного походження, вироблені турбулентністю приземного шару, грім і т. п. Мінімальний рівень зовнішніх шумів обумовлений флуктуаційним рухом молекул повітря. Швидкість вітру істотно впливає на рівень шуму, збільшуючи його на 15-20 дБ при зміні швидкості з 2 до 10 м/с. Рівень зовнішніх шумів залежить від часу доби, перш за все за рахунок шумів штучного походження, обумовлених діяльністю людини. Рівень шуму зменшується в нічний час на 8-12 дБ. Шуми штучного

походження можна поділити на кілька груп: а) індустріальний шум, б) шум будівельного обладнання, в) транспортний, г) шум літальних апаратів і т.д. Найбільш значний вплив на САЗ надають шуми штучного походження.

Розробка і застосування в содарах провідними фірмами виробниками акустичних фазованих антенних решіток і досить потужних обчислювальних засобів дозволяє значно розширити як функціональні можливості содарів, так і можливості їх захисту від зовнішніх шумів штучного походження.

Відмінною особливістю систем, в яких в якості приймальної антени використовується ФАР, є можливість реалізації адаптивної просторової вибіркової, тобто можливості адаптивного формування в напрямках на джерела перешкод нулів діаграм спрямованості (ДС). В даний час методи адаптивної обробки сигналів в антенних решітках широко використовуються в радіолокаційних, гідроакустичних і зв'язкових системах [79-89].

Висновки до розділу 1

В останні десятиліття розвитку теорії і техніки дистанційного зондування атмосфери з використанням акустичних хвиль приділяється значна увага. Основою розвитку дистанційних методів є теорія поширення і розсіяння хвиль в турбулентній атмосфері, основи якої закладені насамперед у працях радянських вчених Обухова А.М., Татарського В.І., Каллістратовой М.А. та інших. З використанням наявної теорії розроблені методики визначення основних метеорологічних величин: швидкості вітру, температури, вологості, параметрів турбулентності. Визначені принципи побудови станцій акустичного зондування атмосфери і доплеровських расдарів. Отримано значний досвід в галузі побудови станцій, накопичений значний обсяг відомостей, що стосуються особливостей роботи станцій в різних частотних діапазонах і погодних умовах. Зусиллями експериментаторів сформовані масиви даних за описом різних метеорологічних ситуацій і явищ, що спостерігаються в атмосфері, розподілу метеорологічних

параметрів в різних областях, в районах міст, мегаполісів, над океаном, різними континентами і т.д.

Станції акустичного зондування активно використовуються при вирішенні різних наукових і практичних завдань, в яких потрібні різноманітні відомості про стан атмосфери і протікаючі у ній процеси. У той же час ефективність застосування содарів при вирішенні актуальних і насущних завдань в певній мірі обмежується можливостями наявних технічних засобів.

Сучасний стан теорії і техніки систем акустичного зондування не дозволяють в повній мірі реалізувати великі потенційні можливості розглянутого методу по ідентифікації різних станів атмосфери.

Потреби практики вимагають поліпшення основних показників якості систем акустичного зондування: підвищення точності вимірювань, дальності дії, просторової і часової роздільної здатності, а також перешкодозахищеності.

Найбільш актуальною є задача підвищення ефективності функціонування систем САЗ в умовах несприятливого впливу зовнішнього середовища. Відповідно до цього необхідно розробити адаптивні і інваріантні методи цілеспрямованої побудови (зміни, оптимізації) структур і параметрів станцій зондування і зондуючих сигналів, з урахуванням того, що на роботу систем акустичного зондування найбільше впливають перешкоди, що складаються в конкретному районі в період проведення зондування.

Різні адаптивні алгоритми обробки сигналів содарів відносяться до процедурних методів підвищення перешкодозахищеності. Огляд літератури за темою дисертаційної роботи доводить, що широко застосовувані і досліджувані в радіолокації методи адаптивної просторово-часової обробки практично не використовуються в акустичному зондуванні. Тим часом, використання просторово-часової обробки сигналів може бути досить перспективним в створенні сучасних систем акустичного зондування атмосфери. Проблема вибору відповідної системи адаптивної обробки акустичних сигналів, з урахуванням специфіки акустичних перешкод, є актуальною в даний час і вимагає додаткових досліджень.

Дана проблема є найважливішою при акустичному зондуванні приземних шарів атмосфери, що і визначило ряд задач, вирішених в дисертаційній роботі. До них, зокрема, відносяться:

1. Аналіз і узагальнення відомих моделей авторегресії. Розвиток теорії комплексних моделей авторегресії вузькосмугових випадкових сигналів.

2. Розробка та удосконалення конструктивних алгоритмів генерації випадкових корисних сигналів і корельованих завад із заданими спектральними властивостями з використанням дійсної та комплексної моделей авторегресії.

3. Аналіз впливу активних і пасивних акустичних шумів і перешкод на оцінки центральної частоти відбитого зондуючого сигналу.

4. Дослідження ефективності використання авторегресійних фільтрів прямої реалізації та решітчастих структур для синтезу адаптивних пристроїв придушення акустичних перешкод в содарах.

5. Перевірка обраного алгоритму придушення перешкод для широкого класу потужних акустичних перешкод, що мають місце при роботі содарів.

РОЗДІЛ 2

МОДЕЛІ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕДБАЧЕННЯ СТАЦІОНАРНИХ АКУСТИЧНИХ ПЕРЕШКОД

Акустичні перешкоди характеризуються значною різноманітністю. Спектральний склад перешкод, що часто представляє адитивну суміш коливань від різних джерел, може бути вельми складний. При дослідженні методів перешкодозахищеності содарів і визначенні їх потенційних можливостей, доцільно мати імітаційні математичні моделі перешкодових коливань. У зв'язку з цим актуальною є задача синтезу ефективних методів генерації випадкових сигналів з різними формами спектрів. Автором дисертації розроблені методи моделювання акустичних перешкод і генерації випадкових дійсних і комплексних імітаційних сигналів методом формуючих фільтрів на основі моделей лінійного передбачення.

Використовувані моделі випадкових сигналів мають ряд властивостей, що дозволяють використовувати їх для аналізу і формування випадкових сигналів [90, 91]. Конструктивність моделей дає можливість порівняно просто синтезувати схеми і алгоритми, що дозволяють генерувати випадкові процеси з заданими статистичними характеристиками. В якості таких характеристик можна використовувати ширину смуги і центральну частоту мод спектральної щільності потужності (СЩП). В роботі розглядається метод отримання випадкових процесів з одномодовою і багатомодовою формами СЩП вузькосмугових, широкосмугових випадкових процесів. Запропонований метод може бути використаний для отримання імітаційних випадкових процесів при аналізі ефективності способів придушення акустичних перешкод в системах акустичної локації, а також в інших завданнях, що вимагають формування випадкових коливань з заданими статистичними і спектральними властивостями.

2.1 Дійсні моделі лінійного передбачення

2.1.1 Модель авторегресії

Модель авторегресії широко використовується для опису дискретних випадкових процесів. У 1927 р. математик Юл застосував модель авторегресії другого порядку для опису коливань маятника, що рухається у повітряному середовищі, опір якої пропорційний швидкості руху маятника і на який діють випадкові поштовхи через рівні проміжки часу. Для розрахунку параметрів моделі він використовував метод найменших квадратів. Пізніше цю модель застосував Уокер для дослідження затухаючих синусоїдальних часових рядів.

Вірогідну інтерпретацію моделі, запропонованої Юлом, розробили Хінчин і Слуцький. Вони розглядали модель Юла як рівняння передбачення сигналу по попереднім відлікам з адитивним шумом. Слуцький ввів модель ковзного середнього для аналізу часових рядів.

Подальший суттєвий розвиток теорії лінійних моделей дискретних часових рядів було зроблено У.Вольдом [92]. Він запропонував уніфіковану модель на основі статистичного різницевого рівняння для дискретних часових рядів, ввів поняття «лінійна авторегресія», «ковзне середнє», назвав рівняння для розрахунку параметрів авторегресійної моделі «рівнянням Юла-Уокера».

Значний етап розвитку додатків моделей лінійного передбачення почався з роботи Бартлетта, який запропонував використовувати ці моделі для параметричного спектрального аналізу [93]. Дослідженням рівнянь лінійного передбачення, рівнянь Юла-Уокера і виникаючих при цьому матричних форм вніс О.Тепліц. Ефективні методи вирішення рівняння Юла-Уокера були запропоновані Левінсоном [94]. Хоча авторегресійні методи спектрального аналізу пропонувалися і іншими авторами, наприклад Парзенном, лише після робіт Берга [95], який запропонував методи, що забезпечують високу спектральну роздільну здатність для відліків обмеженої довжини, параметричне спектральне оцінювання набуло широкого поширення і розвиток.

Істотну роль ці моделі грають в аналізі часових рядів [96, 97]. Сучасні методи цифрового спектрального аналізу в значній мірі засновані на моделях лінійного передбачення. У багатьох випадках цей метод має низку переваг, порівняно з класичними методами спектрального аналізу.

Моделі лінійного передбачення використовуються в теорії синтезу та аналізу лінійних систем. З їх допомогою будуються моделі систем, найкращим чином пояснюючі спостереження. До таких систем, зокрема, відносяться формуючі і відбілюючі фільтри на основі лінійного передбачення. Формуючі фільтри дозволяють синтезувати лінійні моделі реальних випадкових процесів, відновлювати реальні сигнали по параметрам їх моделей, генерувати імітаційні випадкові процеси з заданими статистичними характеристиками.

У ряді методів розпізнавання випадкових процесів і сигналів застосовуються моделі лінійного передбачення. Ці моделі використовуються для обробки мовних сигналів і для створення методів розпізнавання злитого мовлення [98, 99]. Подальший розвиток сфери застосування лінійного передбачення знайшло в створенні методів виявлення зміни властивостей сигналів і динамічних систем.

В основу моделі АР покладена кореляція відліку випадкового процесу в поточний момент часу з деяким кінцевим або нескінченним числом відліків в попередні моменти часу. Кореляційні зв'язки дозволяють здійснити регресію поточного відліку на попередні відліки. Такий вид регресії називається авторегресією. У рівнянні АР поточний відлік представляється зваженою сумою попередніх з деякими коефіцієнтами ваги [90]

$$x[t] = \sum_{j=1}^p \Phi[j]x[t-j] + a[t], \quad (2.1)$$

де $\Phi[j]$ – коефіцієнти АР, $a[t]$ – некорельовані випадкові відліки, p – порядок моделі АР. Величина

$$\tilde{x}[t] = \sum_{j=1}^p \Phi[j]x[t-j]$$

називається передбаченням випадкової величини. Різниця між поточним значенням відліку і його передбаченням називається помилкою передбачення

$$a[t] = x[t] - \tilde{x}[t]$$

Величина $a[t]$ характеризує максимальну точність передбачення поточного відліку, а її статистичні властивості визначають вибір порядку моделі АР.

З (2.1) видно, що побудова АР моделі випадкового процесу зводиться до знаходження коефіцієнтів АР і визначення порядку p . Помноживши праву і ліву частини (2.1) на $x[t-i]$ і усереднивши, можна отримати систему рівнянь

$$R[i] - \sum_{j=1}^p \Phi[j]R[j-i] = 0, \quad i = 1 \div p, \quad (2.2a)$$

$$R[0] - \sum_{j=1}^p \Phi[j]R[j] = D_a, \quad (2.2b)$$

де $R[i] = E\{x[t]x[t-i]\}$ – значення функції кореляції випадкового процесу, D_a – дисперсія помилок передбачення моделі АР, $R[0]$ – дисперсія випадкового процесу. набір рівнянь (2.2a) і (2.2b) називається повною системою рівнянь Юла-Уокера. Рішенням цієї системи є коефіцієнти АР і дисперсія помилок передбачення. При виведенні рівнянь (2.2a, б) було враховано, що

$$E\{a[t]a[t-i]\} = 0, \quad i \neq 0, i > 0, \quad (2.3a)$$

$$E\{a[t]x[t-i]\} = 0, \quad i \neq 0, \quad i > 0. \quad (2.36)$$

Співвідношення (2.3а, б) виходять з некорельованості помилок передбачення $a[t]$.

Рішення системи рівнянь (2.2а) можна представити у матричному вигляді

$$\vec{\Phi} = R_p^{-1} \vec{R}$$

де

$$\vec{\Phi} = \begin{bmatrix} \Phi[1] \\ \Phi[2] \\ \vdots \\ \Phi[p] \end{bmatrix}, R_p = \begin{bmatrix} R[0] & R[1] & \cdots & R[p-1] \\ R[1] & R[0] & \cdots & R[p-2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R[p-1] & R[p-2] & \cdots & R[0] \end{bmatrix}, \vec{R} = \begin{bmatrix} R[1] \\ R[2] \\ \vdots \\ R[p] \end{bmatrix}.$$

Як видно з (2.2а), рівняння не зміниться, якщо замість $R[i]$ використовувати нормовані значення функції кореляції $r[i] = R[i] / R[0]$, які будемо називати коефіцієнтами кореляції. Очевидно, що при цьому параметри моделі АР залишаться колишніми.

Формула для знаходження спектра моделі АР лежить в основі параметричного спектрального оцінювання. Для її виведення будемо розглядати процес АР як реакцію фільтра $x[t]$, на вхід якого подаються некорельовані відліки $a[t]$. Використовуючи z -перетворення, можна показати, що z -перетворення передавальної функції АР фільтра має вигляд

$$H(z) = 1 / \Phi(z), \quad (2.4)$$

де оператор АР описується виразом

$$\Phi(z) = -\sum_{i=1}^p \Phi[i]z^{-i}, \quad \Phi[0] = -1.$$

z –перетворення СЦП вихідного і вхідного процесів пов'язані співвідношенням

$$P(z) = |H(z)|^2 P_a[z] = P_a[z] / |\Phi(z)|^2. \quad (2.5)$$

Щоб знайти СЦП вихідного АР процесу необхідно в (2.5) зробити заміну $z = e^{j2\pi fT}$ і покласти, що для білого шуму постійна величина $P_a[z] = D_a$. Тоді з (2.5) слідує [100]

$$P(f) = D_a / \left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi[i]e^{-ji2\pi fT} \right|^2. \quad (2.6)$$

Вираз (2.6) широко використовується в параметричному методі спектрального оцінювання випадкових процесів. В якості параметрів, повністю характеризуючих спектральне оцінювання випадкового процесу, виступають коефіцієнти АР і порядок моделі. Параметричне спектральне оцінювання має ряд переваг в порівнянні з традиційними методами спектрального оцінювання (коррелограмним і періодограмним). До них відносяться: більш висока спектральна роздільна здатність при використанні коротких вибірок, відсутність бічних пелюсток.

З умови стійкості формуючого АР фільтра з раціональною передаточною функцією (2.4), впливає умова стаціонарності АР процесу. Для визначення стаціонарності випадкового АР процесу використовується характеристичне рівняння

$$\Phi(c) = c^p - \Phi[1]c^{p-1} - \dots - \Phi[p] = 0. \quad (2.7)$$

Якщо корені характеристичного рівняння (2.7) лежать всередині одиничного кола на комплексній площині, то процес АР задовольняє умові стаціонарності.

2.1.2 Модель авторегресії акустичних перешкод

Звукові перешкоди в системах акустичного зондування атмосфери характеризуються значною різноманітністю. Спектральний склад перешкод, часто представляючих аддитивну суміш коливань від різних джерел, може бути вельми складний. У ряді практично важливих випадків содар повинен забезпечувати надійні вимірювання в умовах потужних перешкод, наприклад, в аеропортах поблизу злітно-посадкових смуг, поблизу автотрас, при шумі дощу і грозових розкатах. Для захисту від перешкод навколишнього середовища необхідно використовувати різні способи, які залежать як від потужності перешкод, так і від їх спектральних характеристик. Комплекс заходів щодо зниження рівня перешкод повинен включати механічні способи звукоізоляції приймальних антен, адаптивні режекторні фільтри, оптимальний вибір частоти зондування содарів [101, 102]. Покажемо це, використовуючи спектральний аналіз потужних джерел акустичних перешкод.

В дисертаційній роботі для придушення акустичних перешкод запропоновано використовувати адаптивні фільтри лінійного передбачення. Вони мають ряд переваг, у порівнянні з іншими режекторними фільтрами, про що буде сказано в третьому розділі дисертації. Якість придушення таких фільтрів визначається точністю параметричного спектра перешкоди. Тому спектральний аналіз перешкод доцільно проводити, використовуючи параметричні СЩП. Для отримання параметричних спектрів спочатку необхідно побудувати відповідну оптимальну модель лінійного передбачення, а потім, використовуючи параметри моделі, розраховувати СЩП. Т.ч. для отримання параметричної СЩП необхідно вибрати адекватну статистичну модель лінійного передбачення, знайти порядок моделі, розрахувати ефективним методом коефіцієнти моделі. Незважаючи на те, що в теорії лінійного передбачення в загальному випадку ці питання досить добре

вивчені, вони вимагають дослідження моделей для кожного класу сигналів і перешкод.

Модель АР раціонально використовувати для опису вузькосмугових процесів. Як показано нижче, до таких процесів можна віднести більшість потужних акустичних перешкод, що впливають на точність вимірювань параметрів атмосфери содарами. Якісно точність параметричного спектрального оцінювання можна оцінити, порівнюючи його з оцінками СЦП, отриманими корелограмним методом. Для зниження рівня бічних пелюсток в корелограмному спектрі застосовувалося згладжуюче спектральне косинусне вікно [100]. В параметричному спектрі бічні пелюстки відсутні. Однак слід враховувати, що параметричний спектр розраховується за обмеженою кореляційною функцією, що для довгих реалізацій може привести до зниження роздільної здатності СЦП. Крім того, параметрична оцінка спектра нелінійна, що видно з формули (2.6). Ця властивість може привести до деякого спотворення СЦП.

Розглянемо деякі статистичні характеристики потужних акустичних перешкод. Вибірка сигналів для всіх перешкод мала довжину 10000 відліків, оцифрованих з частотою дискретизації 22050 Гц. Тривалість вибірки становила 0,45 с, так що на цьому інтервалі часу можна вважати, що сигнал стаціонарний. При корелограмному методі оцінювання СЦП кореляційна функція мала довжину 150 відліків. Спектральне згладжування вироблялося косинусним вікном довжиною 200 відліків частоти. Порядок АР моделі оцінювався по мінімуму дисперсії помилки передбачення. Коефіцієнти АР моделі розраховувалися за рівнянням Юла-Уокера, так як до спектральних оцінок не висувалися підвищені вимоги до роздільної здатності та стійкості.

Вимірювання содарами параметрів атмосфери в аеропортах має підвищити безпеку польотів при зльоті та посадці літаків. Однак шум створюваний літаками істотно впливає на точність вимірювання содарами. Спектральні характеристики шуму, створюваного літаками, залежить від типу літака, режиму його роботи (зліт, посадка, прогрів двигуна, рулежка і т.д.). Потужність роботи двигунів

літаків також змінюється в часі, що призводить до нестационарності спектрів. Тому необхідний аналіз спектрів літаків для розробки методів придушення акустичних перешкод і оцінці їх потенційних можливостей. У другому розділі дисертації розглянуті стаціонарні акустичні перешкоди і методи їх моделювання. У третьому розділі, на основі синтезованих у другому розділі моделей акустичних перешкод, розроблені і досліджені адаптивні методи придушення нестационарних перешкод.

На рис. 2.1 показані оцінки СЩП, що отримані коррелограмним і параметричним методами для шуму лайнера Boeing 707 [103, 104]. Як видно з графіка СЩП на рис. 2.1а, б спектр характеризується великою кількістю піків, найбільш потужний з яких розташований поблизу нульової частоти. При великій кількості піків, необхідно вибирати високий порядок АР моделі. Параметрична оцінка СЩП була розрахована за коефіцієнтами моделі АР 34-го порядку. Порівняння графіків показує, що розташування на осі частот основних піків у обох оцінок практично збігається.

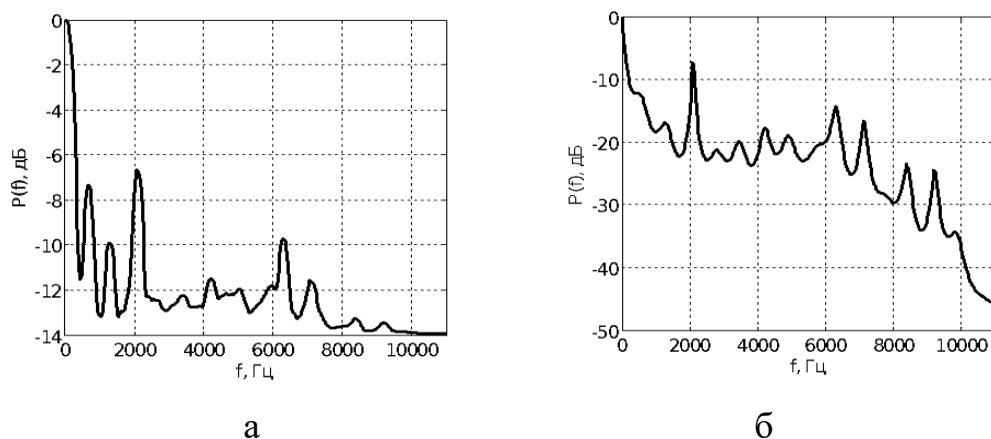


Рисунок 2.1 Спектри шуму лайнера Boeing 707: а – коррелограмний метод, б – параметричний метод

Рівень високочастотних складових перешкоди і білого шуму досить високий, що позначиться на коефіцієнті придушення перешкоди. Перекопатися в цьому можна, якщо згладити високочастотні складові коливаний сигналу

косинусним вікном довжиною 40 відліків. Отриманий після процедури згладжування параметричний спектр, розрахований за моделлю $AR(4)$, показаний на рис. 2.2. Як видно з графіка, рівень низькочастотного піку істотно підвищився над рівнем високочастотних складових спектра.

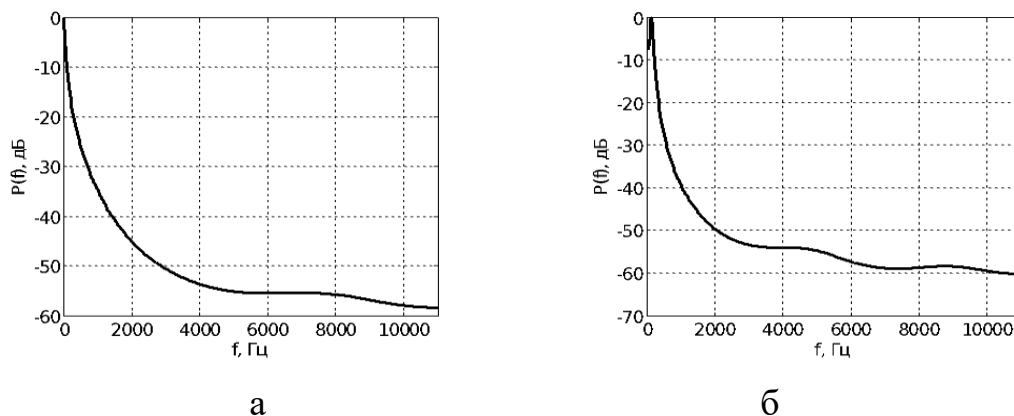


Рисунок 2.2 Параметричні спектри шуму після згладжування вибірки:

а - для лайнера Boeing 707, б - для лайнера Boeing 737

Дещо інший вигляд мають оцінки СЩП, отримані корелограмним і параметричним методами для шуму лайнера Boeing 737, що представлені на рис. 2.3. Параметричний спектр отриманий за моделлю $AR(8)$. Він має три явно виділені піка на частотах близьких до частот піків, отриманих корелограмним методом. Рівень високочастотних перешкод і шумів також досить високий. Шляхом згладжування вибірки сигналу можна істотно підняти рівень основного низькочастотного піка (рис. 2.2б).

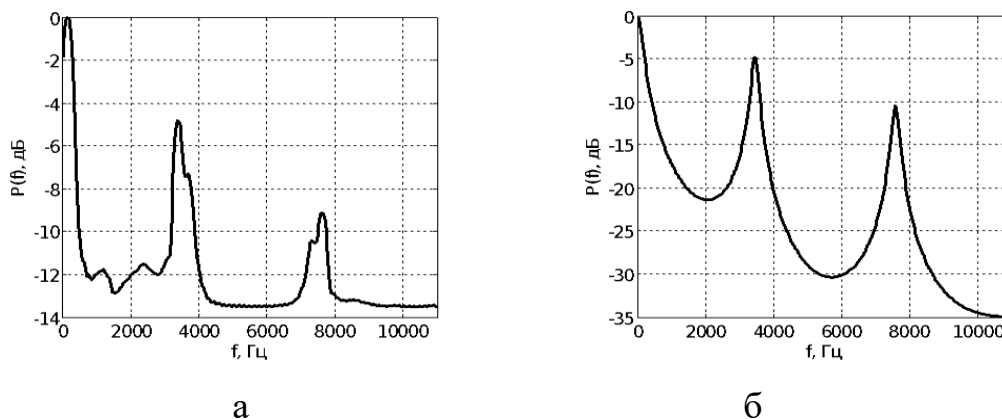


Рисунок 2.3 Спектри шуму лайнера Boeing 737: а – корелограмний метод, б – параметричний метод

На рис. 2.4 показані оцінки СЦП, отримані корелограмним і параметричним методами для шуму лайнера Boeing 747. Як видно з графіка СЦП на рис. 2.4а, б спектр характеризується двома піками, найбільш потужний з яких розташований на нульовій частоті. Параметрична оцінка СЦП була розрахована за коефіцієнтами моделі АР(8). Порівняння графіків показує, що розташування на осі частот основних піків у обох оцінок збігається. Гострі піки спектру вказують на його приналежність до процесів АР.

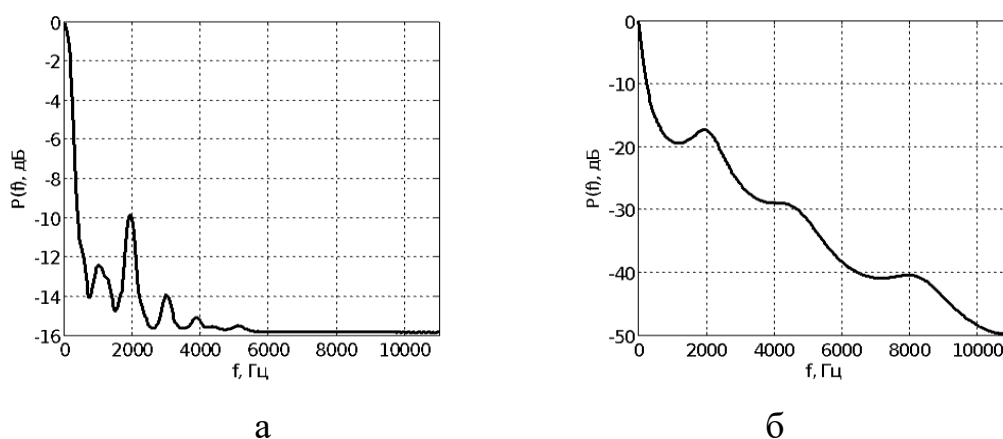


Рисунок 2.4 Спектри шуму лайнера Boeing 747: а – корелограмний метод, б – параметричний метод

Корелограмний і параметричний спектри шуму авіалайнера Boeing 767 представлені на рис. 2.5. Одномодовий спектр має вузькосмуговий пік, розташований поблизу нульової частоти. Для опису одномодового сигналу використовується модель АР невисокого порядку. Параметричний спектр шуму авіалайнера Boeing 767 був отриманий на основі моделі АР(4).

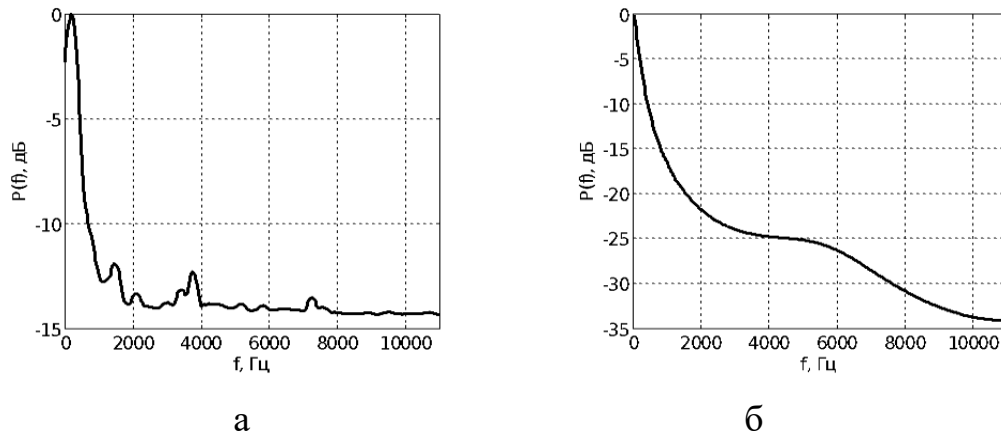


Рисунок 2.5 Спектри шуму лайнера Boeing 767: а – корелограмний метод, б – параметричний метод

Автомобіль, автомобільні дороги і траси є основним джерелом шумів при роботі содарів на території мегаполісів. Тому становить інтерес аналіз спектрів таких типів шумів. На рис. 2.6 представлені спектри шумів автомобілем під час руху. Хоча двумодовий спектр на параметричному спектрі не розділяється, його можна отримати при більш високих порядках АР моделі. Спектри шумів низькочастотні зі смугою нижче 2000 Гц. Тому, при виборі частоти зондувальних сигналів содара не слід опускатися нижче цієї частоти. Для придушення перешкод в цьому випадку високої роздільної здатності перешкоди не слід домагатися і режекторний фільтр може мати невелике число ланок.

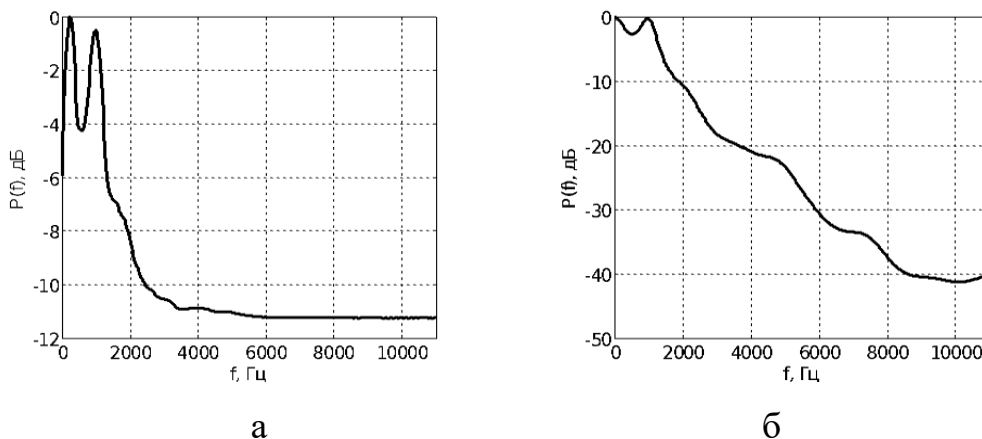


Рисунок 2.6 Спектри шуму рухомого автомобіля: а– корелограммний метод, б – параметричний метод

Близький за формою спектр має шум автомобіля при наявності снігу на дорозі (рис. 2.7). Спектр в цьому випадку одномодовий і вузькосмуговий. Параметричний спектр оцінювався за моделлю АР двадцятого порядку. Низькочастотний спектр має максимум, розташований поблизу нуля на осі частот.

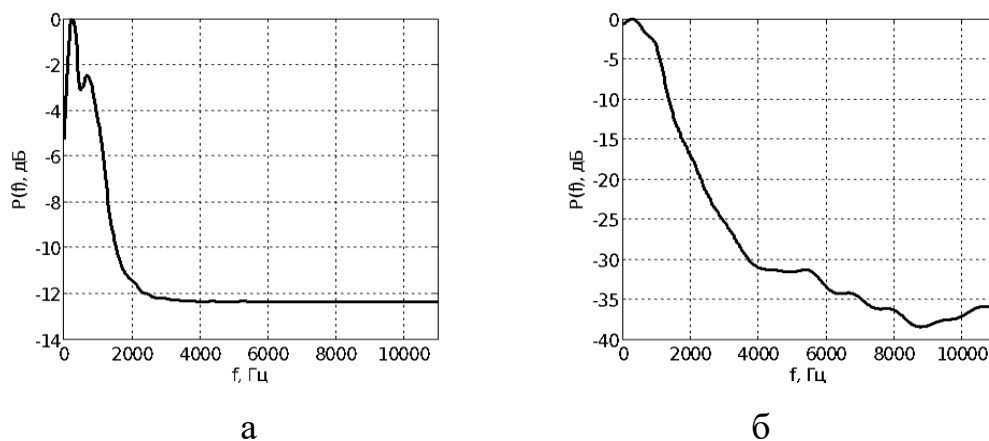


Рисунок 2.7 Спектри шуму автомобіля, що рухається по засніженій дорозі а – корелограммний метод, б – параметричний метод

На рис. 2.8 представлені спектри шуму міської автомобільної дороги. Порівняння графіків на рис. 2.5 – рис. 2.8 показує, що шум від автодороги має найменшу ширину смуги. Пік спектра шуму автодороги розташований поблизу

нульової частоти. Параметричний спектр був розрахований за моделлю АР шостого порядку.

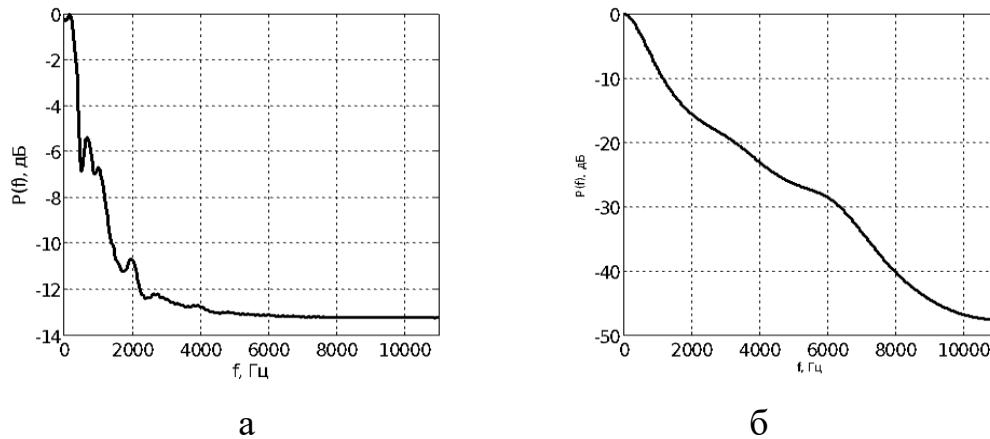


Рисунок 2.8 Спектри шуму міської автомобільної дороги:
а – корелограмний метод, б – параметричний метод

Моделі лінійного передбачення мають ряд переваг і знаходять все більше застосування в пристроях цифрової обробки сигналів. До них відноситься конструктивність моделей, що дозволяє порівняно просто синтезувати пристрої обробки сигналів використовуючи параметри моделей. Параметричний спектральний аналіз має ряд переваг перед Фур'є спектральним аналізом, особливо при коротких реалізаціях.

Проведений вище спектральний аналіз показав, що потужні технічні шуми, що створюють перешкоди роботі содарів, як правило, вузькосмугові і можуть описуватися моделлю АР. Параметричні спектральні оцінки близькі за спектрами, отриманими на основі корелограмного методу. Для більшості перешкод в спектрі присутні один – два піки, що дає можливість використовувати моделі АР невисокого порядку. На графіках спектрів є ділянки з низьким рівнем шуму. Ця обставина дозволяє адаптивно вибирати оптимальну частоту зондування содару. Для деяких перешкод спостерігається високий рівень височастотного шуму. У таких випадках отримати високий коефіцієнт придушення режекторними

фільтрами неможливо і тому необхідно використовувати інші методи захисту від перешкод: просторову і частотну селекції, акустичну звукоізоляцію.

2.1.3 Модель ковзного середнього

Модель АР, розглянута вище, не може раціонально описувати деякі види випадкових процесів. Випадкові процеси зі значною шириною СЦП описуються моделлю ковзного середнього (КС) [90]. В основі моделі КС лежить різницеве рівняння

$$x[t] = -\sum_{i=1}^q Q[i]a[t-i] + a[t], \quad (2.8)$$

де $Q[i]$ – коефіцієнти, а q – порядок моделі КС. Щоб отримати рівняння, що зв'язують коефіцієнти КС і коефіцієнти кореляції, помножимо (2.8) на $x[t-i]$ і візьмемо математичне очікування. В результаті нескладних перетворень отримаємо:

$$R[0] = \left(\sum_{i=1}^q Q^2[i] + 1 \right) D_a, \quad j=0, \quad (2.9a)$$

$$R[j] = \begin{cases} (-Q[j] + Q[1]Q[j+1] + \dots + Q[q-j]Q[q])D_a, & j=1,2,\dots,q \\ 0, & j > q \end{cases}. \quad (2.9b)$$

Підставивши (2.9a) в (2.9b), перетворимо систему рівнянь (2.9b) до виду

$$r[j] = \begin{cases} \frac{-Q[j] + Q[1]Q[j+1] + \dots + Q[q-j]Q[q]}{1 + \sum_{i=1}^q Q^2[i]}, & 1 \leq j \leq q, \\ 0, & j > q. \end{cases} \quad (2.10)$$

Як видно з (2.10), отримана система нелінійних рівнянь не дозволяє виразити в явному вигляді коефіцієнти КС через $r[j]$. Тому рішення в загальному випадку має знаходитися чисельними методами.

Вираз для спектра процесу КС може бути отримано способом, описаним для моделі процесу АР. Параметрична оцінка СЦП процесу КС визначається формулою

$$P(f) = \left| 1 - \sum_{i=1}^q Q[i] e^{-j2\pi fi} \right|^2 D_a. \quad (2.11)$$

Ця формула застосовується для параметричного спектрального аналізу широкосмугових випадкових процесів. Використовуючи оператор КС, різницеve рівняння (2.8) можна записати у вигляді

$$x[t] = Q(z)a[t],$$

де оператор КС описується виразом

$$Q(z) = 1 - Q_1 z - Q_2 z^2 - \dots - Q_q z^q.$$

У деяких задачах важливе значення має зворотність процесу КС, яка визначається характеристичним рівнянням

$$1 - Q_1 c - Q_2 c^2 - \dots - Q_q c^q = 0. \quad (2.12)$$

Для зворотності процесу КС необхідно щоб коріння характеристичного рівняння (2.12) лежали поза межами одиничного комплексного кола. Зворотність процесу КС дає можливість використовувати стійкий відбілюючий фільтр КС.

2.1.4 Модель ковзного середнього акустичних перешкод

Під раціональністю моделі лінійного передбачення розуміють модель, що має найменший порядок. Згідно з теоремою Вольда, модель АР невисокого порядку можна описувати моделлю КС великого порядку і навпаки, модель КС невисокого порядку, можна описувати моделлю АР високого порядку. При виборі моделі для синтезу відбілюючого фільтру слід враховувати, що АР фільтр без зворотнього зв'язку, а КС фільтр зі зворотнім зв'язком, що може привести до його нестійкості. За властивостями адаптації більш кращі АР фільтри, тому що для них розроблені більш ефективні методи розрахунку параметрів моделі АР. Чисельні методи розрахунку коефіцієнтів моделі КС, вимагають великих обчислювальних витрат. Рішення системи нелінійних рівнянь призводить до великої кількості рішень. Тому виникає проблема перевірки на адекватність отриманих рішень. Тим не менш, у багатьох дослідженнях, наприклад в економетриці, модель КС має широке застосування.

Розглянемо приклади параметричних спектрів на основі моделі КС. Акустичною перешкодою роботі содара може бути шум дощу, що супроводжується гуркотом грому. На рис. 2.9 показані оцінки СЦП, отримані корелограмним і параметричним методами, згідно (2.11). Коефіцієнти моделі КС(6) розраховувалися за коефіцієнтами моделі АР сотого порядку. Як видно з графіків, спектр широкосмуговий у всій смузі без значної зміни рівня потужності. При наявності шуму в содарі з таким спектром складно вибрати частоту зондування в смузі з низьким рівнем шуму.

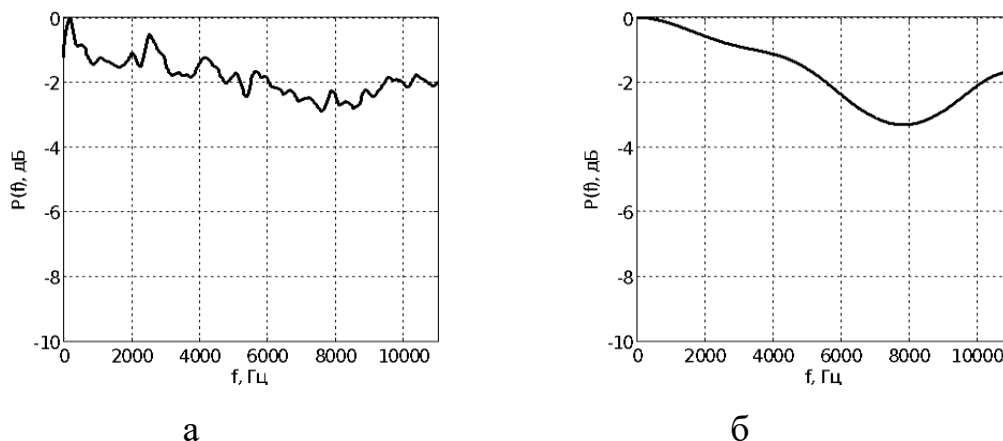


Рисунок 2.9 Спектри шуму грому з дощем: а – корелограмний метод,
б – параметричний метод

На широкосмуговість шуму дощу з громом вказує графік кореляційної функції, представлений на рис. 2.10. Швидке загасання кореляційної функції свідчить про широкосмуговість аналізованого шуму.

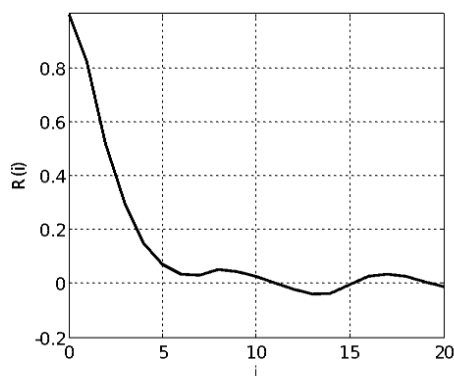


Рисунок 2.10 Кореляційна функція шуму грому з дощем

Для деяких акустичних шумів зі значною шириною смуги піку в спектрі можна використовувати як модель КС, так і модель АР. На рис. 2.11 представлений параметричний спектр шуму автомобіля, що рухається по дорозі, розрахованого за моделлю КС(6). Отриманий спектр має значну ширину смуги і дещо відрізняється від АР спектра, представленого на рис. 2.6. Для придушення такої перешкоди раціональніше використовувати АР модель, так як вона дає оцінку СЩП, ближчу до оцінки спектра, отриманого корелограмним методом.

Слід також враховувати, що коефіцієнти моделі КС більш складно розраховувати, ніж коефіцієнти АР моделі. Для їх розрахунку необхідно вирішувати систему нелінійних рівнянь (2.10) або попередньо розраховувати модель АР високого порядку.

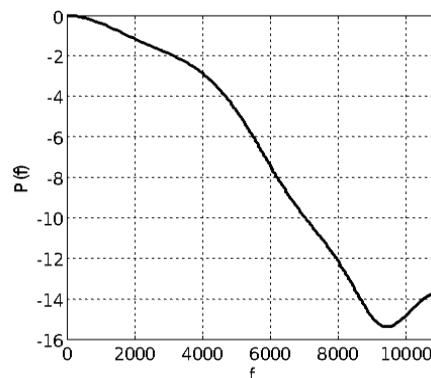


Рисунок 2.11 Спектр шуму автомобіля, що рухається по дорозі, розрахованого за моделлю КС(6)

Як показав аналіз деяких акустичних шумів для їх моделювання необхідно використовувати модель КС. Однак для придушення таких перешкод слід порівняти коефіцієнти придушення АР і КС режекторними фільтрами, врахувати необхідний обсяг обчислень, а потім вибрати кращий фільтр.

2.2 Комплексні моделі лінійного передбачення

2.2.1 Комплексна модель авторегресії-ковзного середнього

При аналізі відбитих акустичних сигналів часто застосовується квадратурна обробка. Тому необхідно також розглянути комплексні моделі лінійного передбачення [105, 106]. Існує два підходи до побудови комплексних моделей. У першому підході необхідно перейти до комплексних сигналів і замінити всі дійсні вираження лінійного передбачення на комплексні. У другому підході всі вирази моделі представляються через дійсну і уявну частини. Перший підхід більш формальний, а обчислювальні пристрої повинні мати можливість працювати з

комплексними числами. Другий підхід більш наочний, а при його використанні можна працювати тільки з дійсними числами. Однак при цьому деякі вирази і їх перетворення стають громіздкими. Нижче використані обидва підходи при побудові комплексних моделей лінійного передбачення сигналів содара. Для більш загального уявлення про стаціонарні процеси лінійного передбачення, спочатку розглянемо повну модель авторегресії-ковзного середнього.

Нехай випадковий комплексний стаціонарний процес нульовим середнім описується різницевою рівнянням АРКС

$$\dot{x}[t] = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k] \dot{x}[t-k] - \sum_{k=0}^q \dot{Q}[k] \dot{a}[t-k], \quad (2.13)$$

де $\dot{\Phi}[k]$ і $\dot{Q}[k]$ – комплексні коефіцієнти АР і КС відповідно, $\dot{a}[t]$ – комплексний білий шум. Модель (2.13) оптимальна, якщо

$$E\{\dot{a}[t] \dot{a}^*[t-i]\} = 0, \quad i > 0.$$

Для знаходження рівнянь, що дозволяють розрахувати параметри моделі помножимо (2.13) на $\dot{x}^*[t-i]$ і усередним. В результаті отримаємо рівняння Юла-Уокера в комплексному вигляді

$$\dot{R}[i] = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k] \dot{R}[i-k] - \sum_{k=0}^q \dot{Q}[k] \dot{R}_{xa}[i-k], \quad (2.14)$$

де $\dot{R}[i]$ – комплексна автокореляційна функція, $\dot{R}_{xa}[i]$ – комплексна взаємна кореляційна функція. Взаємна кореляційна функція задовольняє співвідношенням

$$\dot{R}_{xa}[i] = 0, i > 0,$$

$$\dot{R}_{xa}[i] \neq 0, i \leq 0.$$

Можна показати, що взаємна кореляційна функція виражається через комплексну імпульсну характеристику. Помноживши ліву і праву частини рівняння

$$\dot{x}^*[t] = \sum_{k=0}^{\infty} \dot{h}^*[k] \dot{a}^*[t-k]$$

на $\dot{a}^*[t-i]$ і усереднивши, отримаємо

$$\dot{R}_{xa}[i] = D_a \sum_{k=0}^{\infty} \dot{h}^*[k] \delta[i+k]. \quad (2.15)$$

Тут було враховано, що кореляційна функція білого шуму має вигляд δ -функції

$$\dot{R}_{aa}[i] = D_a \delta[i].$$

Враховуючі фільтруючу властивість δ -функції, з (2.15) маємо

$$\dot{R}_{xa}[i] = D_a \dot{h}^*[-i].$$

Оскільки $h[0] = 1$, взаємна кореляційна функція дорівнює:

$$\dot{R}_{xa}[i] = \begin{cases} 0, & i > 0, \\ D_a, & i = 0, \\ D_a \dot{h}^*[-i], & i < 0. \end{cases} \quad (2.16)$$

Зауважимо, що

$$\dot{h}[i] = \dot{Q}[i], \quad 1 \leq i \leq q. \quad (2.17)$$

Щоб отримати рівняння для розрахунку параметрів моделі, помножимо праву і ліву частини (2.13) на $\dot{x}^*[t-i]$ і усереднимо. З урахуванням (2.16) і (2.17) рівняння (2.14) приводиться до вигляду

$$\dot{R}[i] = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k] \dot{R}[i-k] - \sum_{k=0}^q \dot{Q}[k] \dot{Q}^*[k-i], \quad (2.18a)$$

$$\dot{R}[i] = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k] \dot{R}[i-k], \quad q < i. \quad (2.18b)$$

Для знаходження параметрів комплексної моделі АРКС спочатку обчислюються коефіцієнти АР по модифікованим рівнянням Юла-Уокера (2.18b). З рівняння (2.18b) отримуємо рівняння в матричній формі

$$\begin{bmatrix} \dot{R}[q] & \dot{R}[q-1] & \cdots & \dot{R}[q-p+1] \\ \dot{R}[q+1] & \dot{R}[q] & & \dot{R}[q-p+2] \\ \vdots & & & \\ \dot{R}[q+p-1] & \dot{R}[q+p-2] & & \dot{R}[q] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\Phi}[1] \\ \dot{\Phi}[2] \\ \vdots \\ \dot{\Phi}[p] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{R}[q+1] \\ \dot{R}[q+2] \\ \vdots \\ \dot{R}[q+p] \end{bmatrix}.$$

Після обчислення коефіцієнтів АР, з (2.18a) знаходяться коефіцієнти КС. Для цього при $q > 1$ застосовуються чисельні методи.

Для комплексної моделі АРКС параметрична СЦП визначається виразом

$$P(f) = \left| \frac{\dot{Q}(f)}{\dot{\Phi}(f)} \right|^2 D_a = \frac{\left| 1 - \sum_{n=1}^q \dot{Q}[n] e^{-j2\pi f n T} \right|^2}{\left| 1 - \sum_{i=1}^p \dot{\Phi}[i] e^{-j2\pi f i T} \right|^2} D_a$$

де $\dot{Q}(f)$ і $\dot{\Phi}(f)$ оператори КС і АР в частотному поданні.

2.2.2 Комплексна модель авторегресії

На практиці найчастіше застосовуються моделі АР або КС. Тому нижче наведені основні вирази для цих комплексних моделей. Вони можуть бути побудовані виходячи з відповідних різницевих рівнянь моделей, як це було показано для моделей дійсних сигналів. Моделі АР і КС можуть також розглядатися як окремі випадки повної комплексної моделі АРКС. Такий підхід використовується при побудові моделей лінійного передбачення.

Окремим випадком моделі АРКС (2.13) є комплексна модель АР

$$\dot{x}[t] = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k] \dot{x}[t-k] + \dot{a}[t] \quad (2.19)$$

Параметри комплексної моделі АР визначаються з системи рівнянь, виходячи з (2.18) при $q = 0$

$$\dot{R}[i] = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k] \dot{R}[i-k], \quad i > 0, \quad (2.20a)$$

$$D_x = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k] \dot{R}[-k] + D_a, \quad i = 0. \quad (2.20b)$$

Систему рівнянь (2.20) можна об'єднати у вигляді нормального рівняння в матричній формі. Така форма корисна, наприклад, при отриманні решітчастих структур. З (2.20) випливає, що нормальні рівняння Юла-Уокера в матричній формі для моделі АР мають вигляд

$$\begin{bmatrix} \dot{R}[0] & \dot{R}[-1] & \dots & \dot{R}[-p] \\ \dot{R}[1] & \dot{R}[0] & & \dot{R}[-p+1] \\ \vdots & & & \\ \dot{R}[p] & \dot{R}[p-1] & & \dot{R}[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \dot{\Phi}[1] \\ \vdots \\ \dot{\Phi}[p] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_a \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Кореляційна матриця в (2.21) є теплицевою. Оскільки $\dot{R}[-k] = R^*[k]$, то вона також ермітова. Тому, для вирішення матричного рівняння можна застосовувати рекурсивний алгоритм Левінсона-Дарбіна. Умова стаціонарності комплексної моделі АР визначається рішенням характеристичного рівняння

$$c^p - \dot{\Phi}[1]c^{p-1} - \dots - \dot{\Phi}[p] = 0. \quad (2.22)$$

Якщо корені характеристичного рівняння (2.22) лежать всередині одиничного кола на комплексній площині, то процес АР стаціонарний.

СЦП комплексної моделі АР визначається виразом

$$P(f) = \frac{D_a}{|\dot{\Phi}(f)|^2} = \frac{D_a}{\left| 1 - \sum_{i=1}^p \dot{\Phi}[i]e^{-j2\pi fiT} \right|^2}. \quad (2.23)$$

Параметри комплексної моделі АР можна обчислювати, використовуючи вирази аналогічні (2.2а). Для їх отримання представимо характеристичне рівняння (2.22) у вигляді

$$c^p - \dot{\Phi}[1]c^{p-1} - \dots - \dot{\Phi}[p] = \prod_{i=1}^p (c - \dot{c}[i]) = 0. \quad (2.24)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових ступенях c в (2.24) отримаємо вирази, що зв'язують комплексні коефіцієнти АР і корені характеристичного рівняння. Наведемо відповідні формули для $p=1 \div 4$:

$$\dot{\Phi}[1,1] = \dot{c}[1,1];$$

$$\dot{\Phi}[2,1] = \dot{c}[2,1] + \dot{c}[2,2]$$

$$\dot{\Phi}[2,2] = -\dot{c}[2,1]\dot{c}[2,2];$$

(2.25)

$$\dot{\Phi}[3,1] = \dot{c}[3,1] + \dot{c}[3,2] + \dot{c}[3,3];$$

$$\dot{\Phi}[3,2] = -(\dot{c}[3,1]\dot{c}[3,2] + \dot{c}[3,1]\dot{c}[3,3] + \dot{c}[3,2]\dot{c}[3,3])$$

$$\dot{\Phi}[3,3] = \dot{c}[3,1]\dot{c}[3,2]\dot{c}[3,3];$$

$$\dot{\Phi}[4,1] = \dot{c}[4,1] + \dot{c}[4,2] + \dot{c}[4,3] + \dot{c}[4,4];$$

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}[4,2] = & -(\dot{c}[4,3]\dot{c}[4,4] + \dot{c}[4,2]\dot{c}[4,3] + \dot{c}[4,1]\dot{c}[4,3] + \\ & + \dot{c}[4,4]\dot{c}[4,1] + \dot{c}[4,2]\dot{c}[4,3] + \dot{c}[4,2]\dot{c}[4,4]); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}[4,3] = & \dot{c}[4,1]\dot{c}[4,3]\dot{c}[4,4] + \dot{c}[4,2]\dot{c}[4,3]\dot{c}[4,4] + \\ & + \dot{c}[4,1]\dot{c}[4,2]\dot{c}[4,3] + \dot{c}[4,1]\dot{c}[4,2]\dot{c}[4,4]; \end{aligned}$$

$$\dot{\Phi}[4,4] = -\dot{c}[4,1]\dot{c}[4,2]\dot{c}[4,3]\dot{c}[4,4].$$

У (2.25) перший індекс в квадратних дужках вказує на відповідний порядок моделі, а другий індекс це номер коефіцієнта АР. Кількість піків в СЦП процесу АР збігається з порядком моделі.

Отримані формули є корисними для визначення коефіцієнтів АР по заданим характеристикам піків СЦП випадкового процесу, які визначають корені характеристичного рівняння (2.24). Дійсні корені характеристичного рівняння залежать від ширини смуги Δf_i i -го піку СЦП [107]

$$c[i] = e^{-\pi \Delta f_i T} . \quad (2.26)$$

Комплексний корінь характеристичного рівняння описується виразом

$$\dot{c}[i] = e^{-\pi \Delta f_i T + j 2\pi f_i T} \quad (2.27)$$

де f_i – власна частота моделі АР, що відповідає i -тому піку СЦП. Для різних значень порядку моделі, якщо підставити (2.26) або (2.27) у формули (2.25), можна визначити коефіцієнти АР. Нижче показано, що розраховані таким чином коефіцієнти АР, можна використовувати для генерації комплексних процесів АР із заданими характеристиками СЦП.

Момент часу, з якого процес можна вважати стаціонарним, визначається часом встановлення процесу. Знайдемо інтервал встановлення процесу АР. Як відомо, перехідний процес $x_n[t]$ формуючого фільтра описується рекурентним рівнянням [108]

$$x_n[t] = \sum_{i=1}^p \Phi[i] x_n[t-i] . \quad (2.28)$$

Рішення рівняння (2.28) визначається коренями характеристичного рівняння (2.24)

$$x_n[t] = \sum_{i=1}^p A[i]c[i]^t, \quad (2.29)$$

де $A[i]$ – постійні, які визначаються з початкових умов рівняння. Будемо вважати процес $x_n[t]$ практично затухшим на інтервалі t_0 , якщо

$$x_n[t_0] = 0.01x_n[0]. \quad (2.30)$$

З урахуванням (2.29), умова згасання перехідного процесу (2.30) зводиться до виразу [109]

$$A[i]|c_m[i]|^{t_0} = 0.01A[i], \quad (2.31)$$

де $|c_m[i]|^{t_0}$ – найбільший модуль з усіх p модулів коренів характеристичного рівняння. При збільшенні t інші складові в (2.29) будуть згасати швидше. З (2.31) легко отримати інтервал встановлення стаціонарності процесу AP

$$t_0 = -2 / \lg|c_m[i]|. \quad (2.32)$$

Наприклад, якщо при отриманні імітаційного випадкового процесу, використовувалися оцінки коефіцієнтів AP $\Phi[1] = 1,378i$ $\Phi[2] = -0.678$, то корені характеристичного рівняння будуть наступними: $c[1,2] = 0.689 \pm j0.451$. Розрахований за формулою (2.32) інтервал установлення стаціонарності склав 24 відліки. Тому для отримання стаціонарного імітаційного процесу перші 24 відліки необхідно відкинути. Генерація процесу AP не потребує великих обчислювальних

витрат і тому, відкидаючи кілька сотень перших відліків, можна виключити ділянку установалення процесу.

2.2.3. Комплексні імітаційні моделі авторегресійних сигналів

При дослідженні методів завадозахищеності содарів та визначенні їх потенційних можливостей, доцільно мати імітаційні математичні моделі заводових сигналів. У зв'язку з цим актуальною є задача синтезу ефективних методів генерації випадкових сигналів з різними формами спектрів. Автором дисертації розроблені методи генерації випадкових дійсних і комплексних акустичних сигналів методом формуючих фільтрів на основі комплексної моделі АР.

Для проведення метрологічної атестації та перевірки працездатності складних вимірювальних систем з цифровою обробкою інформації необхідно отримувати тестові випадкові процеси з відомими параметрами. У системах акустичного зондування атмосфери основним інформаційним параметром є доплеровська частота відбитого сигналу. Тому тестовий випадковий процес повинен характеризуватися заданими параметрами енергетичного спектру – центральною частотою і шириною смуги за рівнем половинної потужності. У ряді випадків для перевірки ефективності роботи систем під впливом перешкод зі складною формою енергетичного спектру або ж перешкод від декількох джерел необхідно мати багатомодові інформаційні сигнали. Кожна мода або максимум в СЦП такого сигналу може характеризуватися центральною частотою і шириною смуги.

Використовуючи рівняння (2.19) можна синтезувати формуючий і відбілюючий фільтр для квадратурних сигналів. Його структурна схема складається з $2p$ ланок і містить $4p$ підсилювачів з коефіцієнтами посилення рівними коефіцієнтам АР. В якості породжувачого процесу використовуються відліки некоррелірованного комплексного процесу типу білого шуму.

У завданнях статистичного моделювання часто виникає необхідність генерації випадкового процесу із заданою кореляційною функцією або із заданою формою і характеристиками СЦП. Для цих цілей ефективно використовувати генератор процесу АР, що використовує алгоритм (2.19). Генерація випадкового процесу здійснюється методом породжуючого випадкового процесу. Породжуючий процес у вигляді білого шуму пропускається через формуючий фільтр, параметри якого визначаються відповідною моделлю АР і розраховуються з використанням виразів (2.25).

Викладені тут способи генерації випадкових процесів із заданими спектральними або кореляційними характеристиками, дозволяють досить точно генерувати необхідні імітаційні процеси. Отримані при цьому справжні процеси лінійного передбачення за допомогою формуючих фільтрів, особливо корисні в тих випадках, коли розробляються або застосовуються методи аналізу і обробки, засновані на методах лінійного передбачення. Відомі методи генерації імітаційних випадкових процесів за допомогою формуючих фільтрів менш ефективні і відрізняються від викладених нижче громіздкістю і меншою точністю. Наведені приклади використання АР моделювання для імітаційних і реальних процесів, ілюструють викладений теоретичний матеріал.

Нижче запропоновані чотири способи генерації процесів лінійного передбачення з використанням методу формуючого фільтра. Їх відмінність полягає в способі отримання коефіцієнтів формуючих фільтрів, рівних коефіцієнтам відповідних моделей АР.

У першому способі для синтезу формуючого фільтра використовуються параметри моделі реального процесу. Цей спосіб найбільш прийнятний для моделювання сигналів, що зустрічаються при обробці реальних випадкових процесів. Однак цей спосіб недостатньо гнучкий. Він не завжди підходить для задач, коли для дослідження необхідно варіювати вид АР моделей, їх порядок, форму СЦП і кореляційної функції. При невиконанні умови стаціонарності моделі АР реальних сигналів, на виході формуючого фільтра отримується сигнал, що має тренд з постійно зростаючою швидкістю зміни.

У другому способі коефіцієнти формуючого фільтра розраховуються за значеннями обраної функції кореляції моделі лінійного передбачення. Параметри і типи кореляційної функції у цих моделей можуть змінюватися в широких межах. Якщо вид кореляційної функції збігається з допустимим для моделей АР, то отриманий процес матиме задану кореляційну функцію. У тому випадку, коли коефіцієнти формуючого фільтра розраховуються по довільній кореляційній функції, згенерований процес лінійного передбачення матиме кореляційну функцію, що наближено збігається із заданою.

У третьому способі коефіцієнти формуючого фільтра розраховуються по відомим чисельним значенням СЦП. Цей спосіб застосовується для отримання імітаційного процесу, коли інформація про процес представлена в частотній області. СЦП може бути представлена у вигляді функції або послідовністю чисел.

У четвертому способі для розрахунку коефіцієнтів формуючого фільтра використовуються співвідношення, що зв'язують коефіцієнти АР і частоти піків і їх ширину смуги за рівнем 0,5. При цьому можна змінювати вид моделі, форму СЦП і кількість піків. Найбільш точно таким способом генеруються вузькосмугові випадкові процеси. Цей спосіб найбільш універсальний і тому зупинимося на ньому більш докладно.

Спочатку розглянемо можливості отримання імітаційних одномодових випадкових процесів. Для цього покажемо зв'язок між параметрами моделі АР і зазначеними параметрами спектра.

Нижче наведені результати імітаційного моделювання комплексних процесів АР першого, другого, третього і четвертого порядків з використанням наведених вище співвідношень. Для отримання імітаційного процесу на основі комплексної моделі АР(1) з одномодовим спектром задавалися характеристики СЦП, рівні $f_1 = 500 \text{ Гц}$, $\Delta f_1 = 50 \text{ Гц}$, при $T = 10^{-4} \text{ с}$, що відповідає частоті дискретизації 10000 Гц. Корінь характеристичного рівняння, обчислений по (2.27), використовувався для розрахунку коефіцієнта АР(1) за формулою (2.25а).

Розрахований комплексний коефіцієнт $AP(1)$ дорівнював $\hat{\Phi}[1,1] = 0.9362 + j0.3042$. За допомогою різницевого рівняння (2.19) генерувався комплексний процес $AP(1)$ довжиною 500 відліків. Вибіркові оцінки коефіцієнтів $AP(1)$ розраховувалися шляхом вирішення системи рівняння (2.20а). Отримані з використанням комплексної моделі теоретична і вибіркова СЦП $AP(1)$, розраховані за формулою (2.23), представлені на рис. 2.12. Порівняння графіків спектрів показує їх хороший якісний збіг.

Описаний алгоритм використовувався також для моделювання комплексного процесу $AP(2)$, що характеризується двухмодовим спектром, при наступних характеристиках СЦП: $f_1 = 400 \text{ Гц}$, $\Delta f_1 = 50 \text{ Гц}$, $f_2 = 1500 \text{ Гц}$, $\Delta f_2 = 70 \text{ Гц}$. Коефіцієнти $AP(2)$, знайдені з (2.25б), з використанням (2.27), становили: $\hat{\Phi}[2,1] = 1.5285 + j1.0362$, $\hat{\Phi}[2,2] = -0.3545 - j0.8954$. Результати моделювання, представлені на рис. 2.13, показують хороший збіг теоретичної і вибіркової СЦП, отриманої на основі комплексної моделі $AP(2)$.

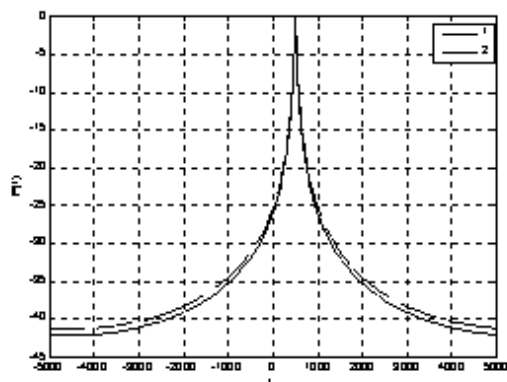


Рисунок 2.12 Теоретичний і вибірко-
ковий одномодові спектри

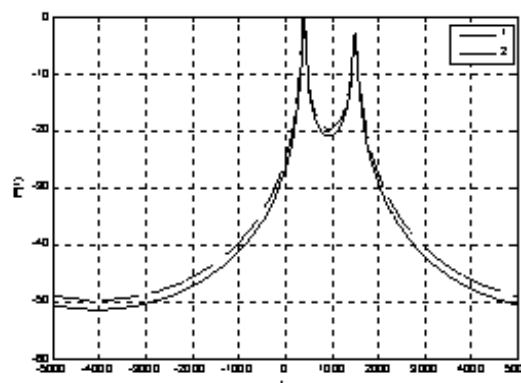


Рисунок 2.13 Теоретичний і вибірко-
ковий двухмодові спектри

Аналогічним способом можуть бути отримані комплексні процеси AP з більш складним багатомодовим спектром. Зауважимо, що досить складне завдання генерації випадкових процесів з багатомодовими спектрами зазвичай в науковій літературі не розглядається [90, 110]. Нижче наведені приклади генерації процесу з трьохмодовим і чотирьохмодовим спектрами. Довжина отриманих

вибірок становила 1000 відліків. Параметри СЦП трьохмодового спектра задавалися наступні:

$$f_1 = 0 \text{ Гц}, \Delta f_1 = 100 \text{ Гц}, f_2 = 600 \text{ Гц}, \Delta f_2 = 60 \text{ Гц}, f_3 = 2000 \text{ Гц}, \Delta f_3 = 80 \text{ Гц}.$$

Комплексні коефіцієнти AR(3) отримані з використанням формули (2.25в), становили: $\dot{\Phi}[3,1] = 2.1828 + j1.2887$, $\dot{\Phi}[3,2] = -1.1161 - j2.2039$, $\dot{\Phi}[3,3] = -0.0582 + j0.9255$.

Теоретична і вибіркова СЦП, отримані з використанням комплексної моделі AR(3), представлені на рис. 2.14.

При моделюванні чотирьохмодового спектра задавалися наступні характеристики: $f_1 = -500 \text{ Гц}$, $\Delta f_1 = 50 \text{ Гц}$, $f_2 = -1600 \text{ Гц}$, $\Delta f_2 = 60 \text{ Гц}$, $\Delta f_3 = 40 \text{ Гц}$, $f_4 = 2500 \text{ Гц}$, $\Delta f_4 = 50 \text{ Гц}$.

Розраховані з використанням виразу (2.25г) комплексні коефіцієнти AR(4) становили:

$$\dot{\Phi}[4,1] = 2.4418 - j0.0246, \quad \dot{\Phi}[4,2] = -2.8061 - j0.5392,$$

$$\dot{\Phi}[4,3] = 2.1866 + j0.8976, \quad \dot{\Phi}[4,4] = -0.8732 - j0.3457.$$

Теоретична і отримана вибіркова чотирьохмодова СЦП комплексного випадкового процесу AR(4) представлені на рис. 2.15.

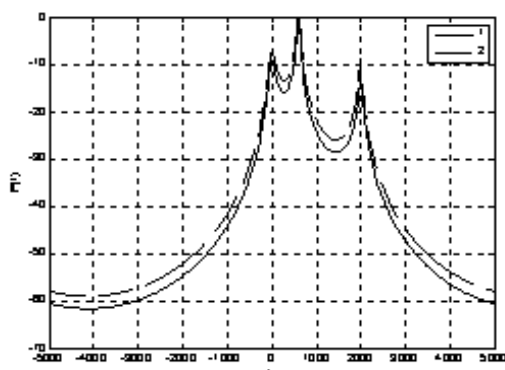


Рисунок 2.14 Теоретичний і вибірко-
вий трьохмодові спектри

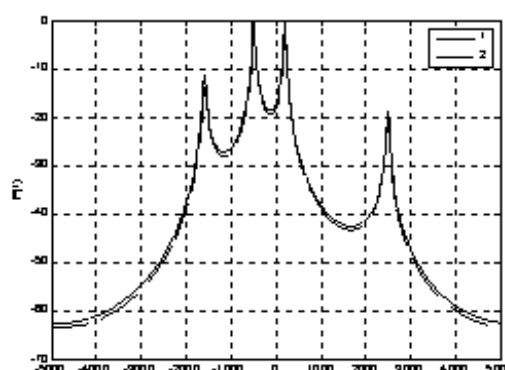


Рисунок 2.15 Теоретичний і вибірко-
вий чотирьохмодові спектри

Аналіз результатів моделювання, представлених на рис. 2.14 і рис. 2.15, показує добрий збіг теоретичних і вибірових СЩП. Зауважимо, що для процесів зі складним багатомодовим спектром, при розрахунку СЩП потрібна більш точна оцінка кореляційної функції. Тому, для демонстрації потенційної точності запропонованого методу генерації процесів з трьохмодовим чотирьохмодовим спектром, використовувалася вибірка більшої довжини. Формули, аналогічні (2.25), можуть використовуватися і для генерації дійсних процесів. Для отримання дійсних коефіцієнтів АР корені характеристичного рівняння повинні бути комплексно-сполученими

$$\dot{c}[i] = e^{-\pi\Delta f_i T + j2\pi f_i T},$$

$$\dot{c}[i+1] = e^{-\pi\Delta f_i T - j2\pi f_i T}.$$

Запропонований метод генерації випадкових процесів доцільно використовувати насамперед для отримання вузькосмугових випадкових процесів, для яких використана модель АР є найбільш адекватною.

2.2.4 Комплексна модель ковзного середнього

Окремим випадком моделі АРКС (2.13) є різницеве рівняння комплексної моделі КС

$$\dot{x}[t] = -\sum_{k=1}^q \dot{Q}[k] \dot{a}[t-k] + \dot{a}[t].$$

Параметри комплексної моделі КС визначаються рішенням рівняння, яке можна отримати з загального рівняння (2.18а) при $p = 0$

$$\dot{R}[i] = D_a \sum_{k=0}^q \dot{Q}[k] \dot{Q}^*[k-i], \quad 0 \leq i \leq q, \quad (2.33)$$

$$\dot{R}[i] = 0, \quad i > q.$$

З (2.33), при $i = 0$, маємо

$$D_x = D_a \sum_{k=0}^q \dot{Q}[k] \dot{Q}^*[k]. \quad (2.34)$$

Використовуючи вирази (2.33) і (2.34), розраховуються комплексні коефіцієнти КС і дисперсія помилки передбачення.

Оборотність комплексного процесу КС перевіряється за коренями характеристичного рівняння

$$c^p - \dot{Q}[1]c^{p-1} - \dots - \dot{Q}[p] = 0.$$

Для зворотності процесу КС необхідно, щоб корені характеристичного рівняння лежали всередині одиничного кола на комплексній площині. СЦП комплексної моделі КС обчислюється за формулою

$$P(f) = |\dot{Q}(f)|^2 D_a = \left| 1 - \sum_{n=1}^q \dot{Q}[n] e^{-j2\pi fnT} \right|^2 D_a.$$

2.3 Комплексні моделі авторегресії вузькосмугових сигналів

2.3.1 Квадратурна обробка вузькосмугових сигналів

До вузькосмугових сигналів відносять складномодульовані коливання з одночасною зміною, в загальному випадку за випадковим законом, амплітуди і

фази. У разі високочастотних вузькосмугових сигналів застосовується гібридна аналогова і цифрова обробка, при якій здійснюються зміщення спектра і низькочастотна фільтрація сигналу на аналоговому рівні. Потім проводиться двухканальне аналого-цифрове перетворення обох складових з низькочастотною дискретизацією і їх цифрова обробка. При цьому після аналого-цифрового перетворювача можуть включатися також цифрові ФНЧ, що поліпшують фільтрацію сигналу, в тому числі узгоджені з його комплексною обвідною.

Аналогові вузькосмугові сигнали являють собою квазігармонічне коливання

$$\hat{x}(t) = X(t)\sin[\omega_0 t + \phi(t)], \quad (2.35)$$

з повільно змінними амплітудою $X(t)$ і фазою $\phi(t)$. Для дискретних сигналів необхідно в (2.35) зробити заміну t на tT , де T – інтервал дискретизації, який є масштабуючим дискретний час множником.

Вузькосмуговими називають сигнали зі смугою, набагато меншою їх центральної частоти ω_0 . Вузькосмугові сигнали представляються в комплексній формі. Двоканальну обробку комплексних сигналів називають квадратурною. Їх дійсну складову часто називають синфазною, уявну – квадратурною. Системи квадратурної обробки вузькосмугового сигналу включають квадратурний амплітудний і фазовий демодулятор, а частина її, що включає гетеродин, помножувачі та ФНЧ, складають фазовий детектор. Квадратурна обробка застосовується також в задачах виявлення сигналу. При квадратурній обробці виключається вплив невідомої початкової фази несучої вхідного сигналу.

Структурно методи квадратурної обробки наводяться схемою, яка передбачає обчислення з комплексними числами або схемою в якій всі операції виконуються з дійсними числами. Моделі лінійного передбачення комплексних сигналів також можна будувати на основі обчислень з комплексними числами, або на основі операцій окремо з реальною і уявною частинами. Нижче модель АР комплексного сигналу буде побудована на основі другого способу. Хоча при

виведенні деяких виразів цей підхід більш громіздкий, ніж перший спосіб, він все ж дає можливість наочно зрозуміти принципи використання комплексних статистичних характеристик для побудови комплексної моделі лінійного передбачення.

Для опису вузькосмугових дискретних сигналів використовується модель аналітичної сигналу у вигляді

$$\dot{x}[t] = x[t] + j\tilde{x}[t],$$

де $\tilde{x}[t]$ – перетворення Гільберта від $x[t]$. Для аналогового сигналу перетворення має вигляд

$$\tilde{x}(t) = (1/\pi) \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) / x(t - \tau) d\tau$$

У разі дискретного сигналу використовується дискретне перетворення Гільберта.

Аналітичний сигнал можна представити в показовій формі

$$\dot{x}[t] = \dot{X}[t]e^{j\varphi[t]}, \quad (2.36.)$$

де $\dot{X}[t]$ – комплексна амплітуда, яка представлена у вигляді

$$\dot{X}[t] = X[t]e^{j\varphi[t]}, X[t] = \sqrt{x^2[t] + \tilde{x}^2[t]}, \quad (2.37)$$

$\varphi(t)$ – фаза комплексної амплітуди. З (2.36) випливає, що вся інформація про вузькосмуговий сигнал міститься в флуктуюючих модулі і аргументі комплексної обвідної.

Довільне вузькосмугове коливання виду

$$\hat{x}[t] = X[t] \sin[\omega_0 t T + \phi[t]] \quad (2.38)$$

з повільно змінними $X[t]$ і $\phi[t]$, має перетворення Гільберта [111]

$$\tilde{x}[t] = X[t] \cos[\omega_0 t T + \phi[t]]. \quad (2.39)$$

З виразів (2.38) і (2.39) видно, що квадратурна обробка сигналів може використовувати модель аналітичного сигналу.

Комплексна амплітуда (2.37) (комплексна обвідна) сигналу $\dot{X}[t]$ може бути представлена через дійсну і уявну частини

$$\dot{X}[t] = X_c[t] + jX_s[t],$$

де $X_c[t]$ і $X_s[t]$ – косинусна і синусна квадратурні компоненти $\dot{X}[t]$, які задовольняють співвідношенням, що випливають з (2.37)

$$X_c[t] = X[t] \cos \phi[t], \quad X_s[t] = X[t] \sin \phi[t].$$

Кореляційна функція комплексних амплітуд стаціонарного випадкового сигналу визначається виразом

$$\dot{R}[i] = 0.5E\{\dot{X}^*[t]\dot{X}[t+i]\} = R_c[i] + jR_s[i], \quad (2.40)$$

де косинусна і синусна складові кореляційної функції комплексних амплітуд обчислюються за формулами

$$R_c[i] = E\{X_c[t]X_c[t+i]\} = E\{X_s[t]X_s[t+i]\},$$

$$R_s[i] = E\{X_c[t]X_s[t+i]\} = -E\{X_s[t]X_c[t+i]\}.$$

Легко показати справедливість виразів

$$R_c[-i] = R_c[i], \quad R_s[-i] = -R_s[i].$$

Отже, дійсна частина кореляційної функції парна, а уявна частина непарна функції.

2.3.2 Модель авторегресії довільного порядку комплексної обвідної вузькосмугового сигналу

Спектр комплексної обвідної може займати значну частину смуги передачі, або тільки частину її. Тому в якості статистичної моделі можна використовувати комплексні моделі АР, КС або АРКС. Нижче, на прикладі найбільш часто використовуваної моделі АР, розглянуті принципи побудови комплексної моделі АР аналітичного вузькосмугового сигналу. Подібним чином можна отримати також моделі КС або АРКС комплексної обвідної. Так як вся інформація про випадковий сигнал укладена в комплексній амплітуді $\dot{X}[t]$, доцільно будувати модель АР комплексної амплітуди сигналу. Комплексна модель АР дискретних миттєвих відліків амплітуди сигналу описується різницеvim рівнянням

$$\dot{X}[t] = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k]\dot{X}[t-k] + \dot{a}[t]. \quad (2.41)$$

Комплексні коефіцієнти АР наводяться у вигляді

$$\dot{\Phi}[k] = \Phi_c[k] + j\Phi_s[k], \quad (2.42)$$

де $\Phi_c[i]$ і $\Phi_s[i]$ – дійсна і уявна частини комплексного коефіцієнта АР.
Комплексна помилка передбачення

$$\dot{a}[t] = a_c[t] + ja_s[t]$$

також складається з дійсної та уявної частин. З умови оптимальності моделі АР випливає твердження про некорельованість комплексних помилок передбачання

$$E\{\dot{a}[t]\dot{a}^*[t-i]\} = 0, \quad i > 0.$$

Тоді дійсна і уявна частини некорельованого процесу $\dot{a}[t]$ повинні задовольняти співвідношенням

$$E\{a_c[t]a_c[t-i]\} = E\{a_s[t]a_s[t-i]\} = E\{a_c[t]a_s[t-i]\} = 0, \quad i > 0. \quad (2.43)$$

Помноживши праву і ліву частини виразу (2.41) на $\dot{X}^*[t-i]$ і зробивши усереднення та враховуючі умови оптимальності (2.43), отримуємо рівняння Юла-Уокера в комплексному вигляді

$$\dot{R}[i] = \sum_{k=1}^p \dot{\Phi}[k][\dot{R}[i-k]], \quad (2.44)$$

де $\dot{R}[i]$ – комплексна кореляційна функція обвідної вузькосмугового сигналу. Враховуючи (2.40) і (2.42), рівняння (2.44) можна перетворити наступним чином

$$R_c[i] + jR_s[i] = \sum_{k=1}^p (\Phi_c[k] + j\Phi_s[k])(R_c[i-k] + jR_s[i-k]) =$$

$$= \sum_{k=1}^p (\Phi_c[k]R_c[i-k] - \Phi_s[k]R_s[i-k] + j[\Phi_c[k]R_s[i-k] + \Phi_s[k]R_c[i-k]]). \quad (2.45)$$

Враховуючі (2.45), рівняння Юла-Уокера можна навести системою двох рівнянь, окремо для дійсної і уявної частин

$$R_c[i] = \sum_{k=1}^p (\Phi_c[k]R_c[i-k] - \Phi_s[k]R_s[i-k]), \quad (2.46a)$$

$$R_s[i] = \sum_{k=1}^p (\Phi_c[k]R_s[i-k] + \Phi_s[k]R_c[i-k]). \quad (2.46б)$$

З (2.46) випливає, що для знаходження $2p$ невідомих коефіцієнтів $\Phi_c[k]$ і $\Phi_s[k]$ необхідно вирішити систему $2p$ рівнянь, тобто вирішити p рівнянь (2.46a) і p рівнянь (2.46б).

Співвідношення між дисперсіями комплексної обвідної і помилки передбачення легко отримати, помноживши ліву і праву частини (2.41) на $\dot{X}^*[t]$ і взявши математичне очікування

$$D_X = \sum_{k=1}^p (\Phi_c[k]R_c[k] + \Phi_s[k]R_s[k]) + D_a.$$

Використовуючи співвідношення $r[i] = R[i]/D_X$, можна записати рівняння (2.46a) і (2.46б) через коефіцієнти кореляції.

У матричному вигляді рівняння Юла-Уокера наводиться у вигляді

$$\vec{R} = R\vec{\Phi}, \quad (2.47)$$

де

$$\vec{R} = \begin{bmatrix} R_c[1] \\ R_c[2] \\ \vdots \\ R_c[p] \\ R_s[1] \\ R_s[2] \\ \vdots \\ R_s[p] \end{bmatrix}, \quad \vec{\Phi} = \begin{bmatrix} \Phi_c[1] \\ \Phi_c[2] \\ \vdots \\ \Phi_c[p] \\ \Phi_s[1] \\ \Phi_s[2] \\ \vdots \\ \Phi_s[p] \end{bmatrix},$$

$$R = \begin{bmatrix} R_c[0] & R_c[1] & \dots & R_c[p-1] & R_s[0] & \dots & R_s[p-1] \\ R_c[1] & R_c[0] & \dots & R_c[p-2] & -R_s[1] & \dots & R_s[p-2] \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_c[p-1] & R_c[p-2] & \dots & R_c[0] & -R_s[p-1] & \dots & R_s[0] \\ R_s[0] & -R_s[1] & \dots & -R_s[p-1] & R_c[0] & \dots & R_c[p-1] \\ R_s[1] & R_s[0] & \dots & -R_s[p-2] & R_c[1] & \dots & R_c[p-2] \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_s[p-1] & R_s[p-2] & \dots & R_s[0] & R_c[p-1] & \dots & R_c[0] \end{bmatrix}.$$

Рішення рівняння (2.47) в матричному вигляді можна представити таким чином

$$\vec{\Phi} = R^{-1}\vec{R}.$$

Легко показати, що СЦП моделі АР комплексної обвідної аналітичного сигналу описується виразом

$$P(f) = D_a / \left| 1 - \sum_{k=1}^p \Phi[k] e^{-j2\pi f k T} \right|^2. \quad (2.48)$$

На відміну від (2.18а), у виразі (2.48) коефіцієнти АР розраховуються для комплексної обвідної по системі рівнянь (2.46).

Використовуючи дискретне перетворення Гільберта і комплексну модель АР можна отримати комплексні спектри розглянутих вище акустичних перешкод. Наведемо приклади розрахунку комплексних спектрів перешкод по їх дійсним вибірках. Оскільки фільтр, який здійснює дискретне перетворення Гільберта фізично реалізувати неможливо, то використовують наближений метод [111]. Для цієї мети в дисертації скористалися вбудованою в Матлаб програмою. Отриманий таким чином комплексний сигнал перешкоди, використовувався для побудови комплексних моделей АР на основі рівняння (2.19). Розраховані по (2.20) комплексні коефіцієнти АР використовувалися для отримання параметричної оцінки спектра (2.23).

Розраховані комплексні параметричні спектри акустичних перешкод, представлені на рис. 2.16. На рис. 2.16а показаний параметричний спектр комплексного шуму авіалайнера Boeing 737. Спектр розрахований на основі комплексної моделі АР четвертого порядку. Представлений на рис. 2.16б спектр комплексного шуму рухомого автомобіля, розраховувався за моделлю АР(8). Як видно з графіків на рис. 2.16, форма спектрів відповідає спектрам дійсних сигналів, наведених на рис. 2.3 і рис. 2.6.

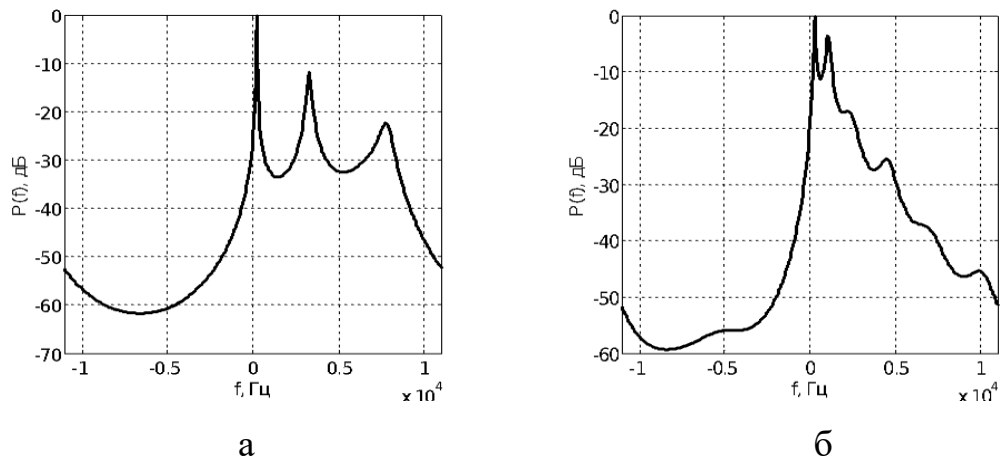


Рисунок 2.16 Параметричні комплексні спектри акустичних шумів:
а– шуму авіалайнера Boeing 737, б – шуму рухомого автомобіля

2.3.3 Модель авторегресії першого порядку комплексної обвідної вузькосмугового сигналу

Розглянемо приклади побудови моделі АР вузькосмугового комплексного сигналу, коли він представлений дійсною та уявною частинами. Таке уявлення використовується при квадратурній обробки сигналів. Почнемо з моделі АР першого порядку випадкового процесу комплексної обвідної аналітичного сигналу. Комплексна модель АР першого порядку обвідної амплітуди сигналу описується різницеvim рівнянням

$$\dot{X}[t] = \Phi[1]\dot{X}[t-1] + \dot{a}[t]. \quad (2.49)$$

Рівняння Юла-Уокера для цієї моделі можуть бути отримані, якщо ліву і праві частини (2.49) помножити на $\dot{X}^*[t-i]$ і усереднити. Після простих перетворень отримаємо рівняння Юла-Уокера в квадратурах

$$R_c[i] = \Phi_c[1]R_c[i-1] - \Phi_s[1]R_s[i-1], \quad (2.50a)$$

$$R_s[i] = \Phi_c[1]R_s[i-1] - \Phi_s[1]R_c[i-1]. \quad (2.50б)$$

Вирішуючи цю систему рівнянь щодо невідомих $\Phi_c[1]$ і $\Phi_s[1]$, визначають параметри моделі. Підставивши параметри моделі у вираз (2.48), можна розрахувати СЦП комплексної обвідної. Відзначимо, що деякі вирази для обчислення параметрів моделі в такому поданні ускладнюються, в порівнянні з поданням, використаному в 2.2.2.

Параметри комплексної моделі АР першого порядку, можна обчислити аналітично за заданими характеристиками спектра. Щоб знайти відповідні вирази, будемо розглядати (2.50) як систему різницевих рівнянь. Ця система різницевих рівнянь має характеристичне рівняння в матричному вигляді

$$\begin{bmatrix} -c + \Phi_c[1] & -\Phi_s[1] \\ \Phi_s[1] & -c + \Phi_c[1] \end{bmatrix} = 0,$$

яке приводиться до квадратного рівняння

$$c^2 - 2c\Phi_c[1] + (\Phi_c[1])^2 + (\Phi_s[1])^2 = 0. \quad (2.51)$$

Його можна представити у вигляді

$$\prod_{k=1}^2 (c - c[k]) = 0, \quad (2.52)$$

де $c[k]$ – корені рівняння (2.51). З рівнянь (2.51) і (2.52) можна отримати зв'язок коренів характеристичного рівняння з коефіцієнтами АР

$$2\Phi_c[1] = c[1] + c[2], \quad (2.53a)$$

$$(\Phi_c[1])^2 + (\Phi_s[1])^2 = -c[1]c[2]. \quad (2.53b)$$

У загальному випадку корені характеристичного рівняння (2.51) комплексні

$$c[1] = e^{-\Delta\omega T/2} e^{j\omega_h T}, \quad c[2] = e^{-\Delta\omega T/2} e^{-j\omega_h T}. \quad (2.54a)$$

Таким чином, на відміну від дійсної моделі, комплексна модель АР першого порядку може мати спектральний пік на частотах відмінних від нульової і максимальної частот. При $\omega_h = 0$, маємо

$$c[1] = c[2] = e^{-\Delta\omega T/2}. \quad (2.54б)$$

У цьому випадку маємо низькочастотну обвідну зі спектральним піком на нульовій частоті. При максимальній частоті $\omega_h = \pi / T$, отримуємо корені

$$c[1] = c[2] = -e^{-\Delta\omega T/2}. \quad (2.54в)$$

Спектральний пік при таких значеннях коренів зосереджений на максимальній частоті. Вибираючи значення частоти піку і його ширини смуги, можна розрахувати відповідні корені характеристичного рівняння використовуючи співвідношення (2.54).

Знайдемо вид кореляційної функції моделі АР першого порядку. Для цього необхідно вирішити систему різницевих рівнянь (2.50а, б). Рішення системи рівнянь (2.50а, б) може бути представлено у вигляді

$$R_c[i] = A[1]\alpha[1]e^{(-\Delta\omega/2 + j\omega_h)iT} + A[2]\alpha[2]e^{(-\Delta\omega/2 - j\omega_h)iT}, \quad (2.55a)$$

$$R_s[i] = A[1]\beta[1]e^{(-\Delta\omega/2 + j\omega_h)iT} + A[2]\beta[2]e^{(-\Delta\omega/2 - j\omega_h)iT}. \quad (2.55б)$$

Постійні $A[1]$ і $A[2]$ знаходяться з початкових умов, а величини $\alpha[k]$ і $\beta[k]$ є власними векторами при власних значеннях $c[1]$ і $c[2]$. Вирази для розрахунку власних векторів отримуємо з (2.50а, б)

$$(-c[1] + \Phi_c[1])\alpha[1] - \Phi_s[1]\beta[1] = 0, \quad (2.56a)$$

$$\Phi_s[1]\alpha[1] + (-c[1] + \Phi_c[1])\beta[1] = 0, \quad (2.56b)$$

і

$$(-c[2] + \Phi_c[1])\alpha[2] - \Phi_s[1]\beta[2] = 0, \quad (2.57a)$$

$$\Phi_s[1]\alpha[2] + (-c[2] + \Phi_c[1])\beta[2] = 0. \quad (2.57b)$$

Рішенням (2.56) і (2.57) будуть вектори власних значень $(\alpha[1], \beta[1])^T$ і $(\alpha[2], \beta[2])^T$. З (2.55а), (2.56) і (2.57) випливає, що спектральні параметри повністю визначають всі значення кореляційної функції комплексного сигналу. Параметри ω_h і $\Delta\omega$ характеризують частоту коливань і загасання кореляційної функції. Враховуючі (2.55), можна стверджувати, що два коефіцієнта АР $\Phi_c[1]$ і $\Phi_s[1]$, повністю описують кореляційну функцію моделі АР(1).

Комплексні корені характеристичного рівняння (2.51) відповідають випадковому процесу з одномодовим спектром. Це просто показати, взявши похідну від (2.48) при $p=1$ і прирівнявши її до нуля. Тоді частота, на якій знаходиться мода СЦП, визначається виразом

$$\operatorname{tg} \omega_m T = \Phi_s[1] / \Phi_c[1]. \quad (2.58)$$

З іншого боку, з (2.53a) і (2.53б), використовуючи (2.54), отримуємо зв'язок параметрів СЦП і коефіцієнтів комплексної моделі АР

$$\Phi_c[1] = e^{-\Delta\omega T/2} \cos \omega_h T, \quad (2.59a)$$

$$\Phi_s[1] = e^{-\Delta\omega T/2} \sin \omega_h T. \quad (2.59б)$$

Взявши відношення (2.59б) до (2.59a) отримуємо вираз для ω_h

$$\operatorname{tg} \omega_h T = \Phi_s[1] / \Phi_c[1]. \quad (2.60)$$

Порівнюючи (2.58) з (2.60) приходимо до висновку що $\omega_h = \omega_m$.

Прикладом комплексного процесу АР першого порядку з максимумом на частоті $f = 1000$ і шириною смуги Δf служить імітаційний процес, отриманий за допомогою генератора АР з коефіцієнтами АР $\Phi_c[1] = 0.71$, $\Phi_s[1] = 0.52$. Квадратурні складові процесу АР представлені на рис. 2.17.

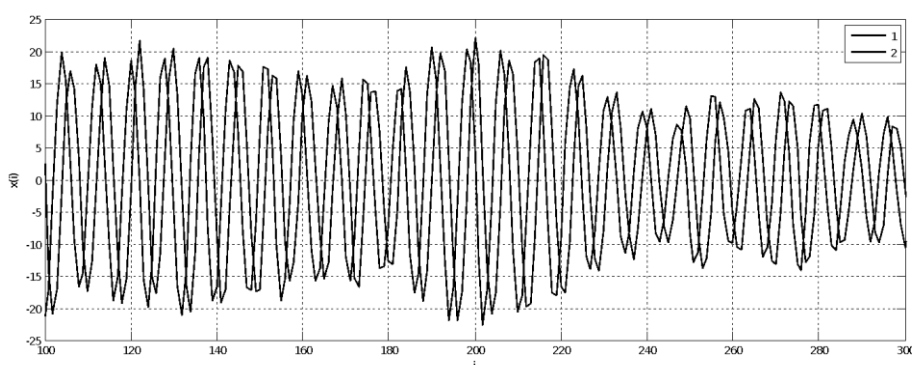


Рисунок 2.17 Вибірки квадратурних складових імітаційного випадкового процесу АР першого порядку: 1 – косинусна складова; 2 – синусна складова

Дійсна і уявна складові кореляційної функції процесу показані на рис. 2.18а. За вибірковими оцінками коефіцієнтів АР $\Phi_c[1] = 0.73$, $\Phi_s[1] = 0.53$ була

отримана оцінка СЦП. Як видно з графіка на рис. 2.18б параметри оцінки СЦП збігаються з параметрами спектра, що задаються.

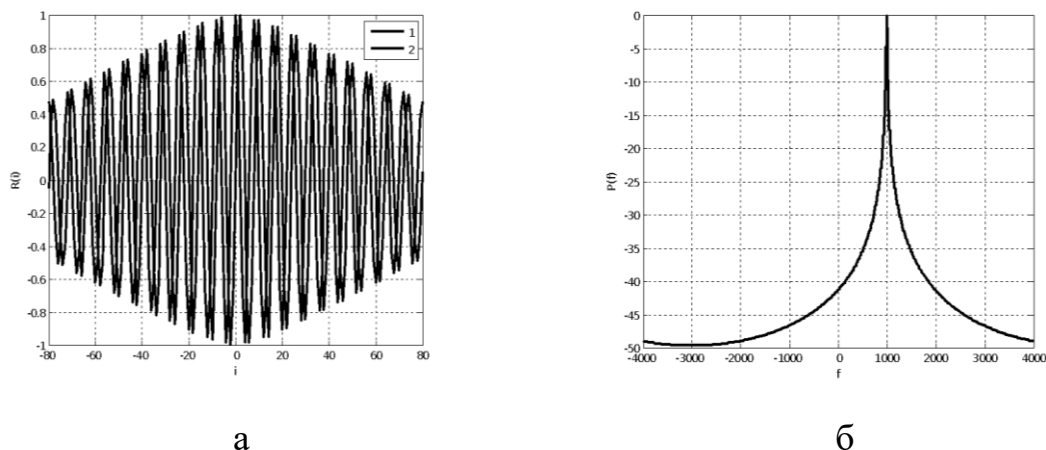


Рисунок 2.18 Вибіркові характеристики імітаційного випадкового процесу АР першого порядку: а – нормовані кореляційні функції: 1 – косинусна складова, 2 – синусна складова; б – СЦП моделі АР першого порядку комплексного сигналу

Висновки до розділу 2

Дослідження, проведені у другому розділі, дозволяють зробити наступні висновки. Для вирішення ряду завдань цифрової обробки випадкових сигналів, зокрема придушення акустичних перешкод, раціонально використовувати моделі лінійного передбачення [112]. До переваг моделей лінійного передбачення слід віднести:

1. Асимптотичний повний опис дійсних і комплексних гаусових випадкових процесів параметрами моделі. У разі негаусових випадкових процесів, параметри моделі дають його опис в рамках кореляційної моделі, що в більшості випадків також дає досить повне його уявлення.

2. Кількість параметрів моделі достатнє для опису моделі, як правило, невелике і визначається кореляційними властивостями процесу, а також повнотою його опису і особливостями розв'язуваної задачі. Параметри моделі АР тісно пов'язані з частотами піків і їх шириною смуги параметричних спектрів. На основі

цього зв'язку розроблені методи генерації дійсних і комплексних випадкових процесів із заданими спектральними характеристиками.

3. У більшості випадків використання моделі досить використовувати лінійні рівняння для оцінки параметрів моделі. До таких моделей відноситься модель АР, яку раціонально використовувати для опису вузькосмугових сигналів, до яких відносяться більшість акустичних перешкод. Їх параметричний спектральний аналіз і його близькість до спектральних оцінок, отриманих корелограмним методом, показав адекватність використовуваних моделей лінійного передбачення для моделювання акустичних перешкод.

4. Лінійні моделі передбачення мають тісний зв'язок з розробленими раніше теоріями: стохастичних лінійних диференціальних рівнянь, спектрального оцінювання, побудови пригнічуючих і синтезуючих фільтрів. Такий зв'язок дозволяє досить гнучко підходити до вирішення багатьох завдань синтезу та аналізу пристроїв обробки випадкових процесів. Зокрема, синтезувати фільтри для придушення акустичних перешкод.

5. Зазначені вище переваги методу лінійного передбачення дозволяють істотно скоротити необхідний обсяг обчислень, що дає можливість обробляти процеси в реальному масштабі часу, використовуючи програмовані процесори.

6. Деякі акустичні перешкоди мають широкосмуговий спектр. Для їх моделювання більш прийнятними є моделі КС. Однак для придушення таких перешкод краще використовувати АР фільтри і РФ високого порядку, так як для них розроблені більш прості методи розрахунку параметрів фільтрів.

7. Комплексні моделі акустичних сигналів дозволяють удосконалити обробку акустичних сигналів і завад. Тому в дисертаційній роботі розроблялися комплексні моделі лінійного передбачення АРКС комплексних акустичних сигналів. Вперше був запропонований метод генерації комплексного випадкового процесу АР за заданими спектральними характеристиками. Були знайдені співвідношення, що зв'язують комплексні коефіцієнти АР і корені характеристичного рівняння, які в свою чергу виражаються через спектральні характеристики корельованого випадкового процесу.

8. Розроблено комплексні моделі лінійного передбачення вузько-смугових випадкових процесів. Показано, що квадратурна обробка вузькосмугових сигналів, може бути описана на основі комплексної моделі АР. Запропоновано відповідні рівняння АР, спосіб розрахунку коефіцієнтів АР. Побудована модель АР першого порядку комплексної обвідної вузькосмугового сигналу.

РОЗДІЛ 3

СИНТЕЗ ВІДБІЛЮЮЧИХ ФІЛЬТРІВ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕДБАЧЕННЯ

Конструктивні властивості моделі лінійного передбачення дозволяють синтезувати на основі моделі процесів досить прості пристрої обробки випадкових процесів, причому параметри моделі в таких пристроях задають і параметри такого пристрою. Зокрема до таких пристроїв відносяться відбілюючі фільтри. Відбілюючі фільтри в системах САЗ служать для придушення активних і пасивних акустичних перешкод.

Розвиток теорії лінійного передбачення часових рядів призвело до синтезу так званих решітчастих фільтрів (РФ) [100, 113]. Побудова моделі АР корельованих випадкових процесів або синтез АР фільтрів вимагають обчислення коефіцієнтів АР. Для цього необхідно обертати кореляційну матрицю, а ця операція, як правило, пов'язана з великим обсягом обчислень. Пошуки ефективних алгоритмів обчислення коефіцієнтів АР привели до синтезу решітчастих структур. Параметрами РФ є коефіцієнти відбиття і число ланок фільтру. На основі решітчастих структур природним чином будуються відбілюючі фільтри, які також використовуються для придушення перешкод.

Теоретичні та експериментальні дослідження, результати яких викладені у другому розділі, будуть розвинені в третьому і четвертому розділах для отримання ефективних методів придушення стаціонарних і нестаціонарних акустичних перешкод. Моделі лінійного передбачення лежать в основі синтезу адаптивних решітчастих фільтрів, які пропонується використовувати для придушення перешкод.

3.1 Синтез відбілюючого авторегресійного фільтра

Перевагою моделі АР є її конструктивність, яка полягає в можливості синтезу досить простим чином алгоритмів обробки випадкових процесів. Так,

модель АР дозволяє здійснювати оптимальну фільтрацію сигналу на фоні корельованої перешкоди. Для цього амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) АР фільтра передбачення має бути зворотною СЦП перешкоди, а СЦП виходу відбілюючого фільтра не буде залежати від частоти.

На рис. 3.1 представлений АР фільтр передбачення, алгоритм дії якого описується виразом (2.1). Він складається з ліній затримки, підсилювачів з коефіцієнтами посилення $-\Phi[j]$, $1 \leq j \leq p$ і суматора. Помилки передбачення на виході цього фільтра будуть відліками білого шуму, а точніше некорельованим процесом. Дисперсія помилки передбачення на виході фільтра буде мати мінімальне значення, якщо коефіцієнти АР знайдені з рівняння (2.2а).

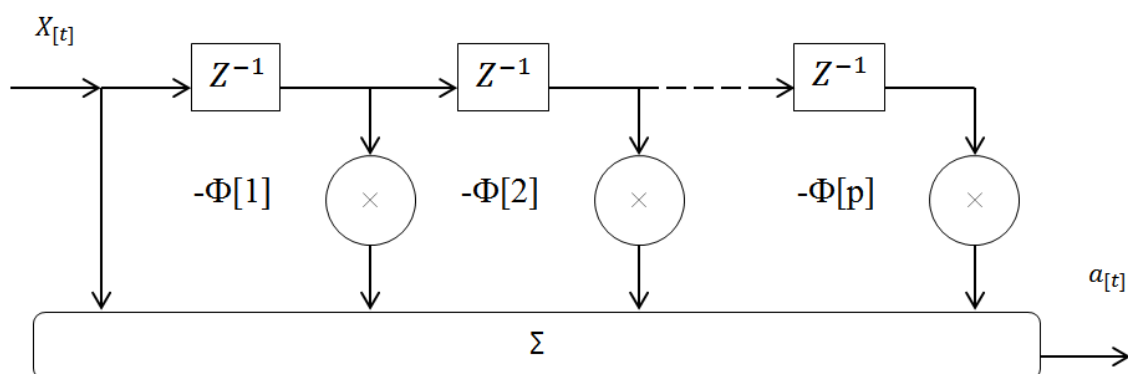


Рисунок 3.1 Схема відбілюючого АР фільтра прямої реалізації

АР фільтр передбачення виконує функцію відбілюючого фільтра. На вхід фільтра подається корельований сигнал, а на виході отримують білий шум. Принцип роботи цього фільтра по суті збігається з роботою черезперіодного компенсатора перешкод, що здійснює черезперіодне віднімання. Перевагою АР фільтра передбачення є багаторазове зважене віднімання, що враховує форму СЦП вхідного сигналу. Пристрої ж черезперіодного віднімання мають жорстку форму АЧХ, що далеко не завжди відповідає формі СЦП вхідної перешкоди.

Модель АР, що описується рівнянням (2.1), може бути представлена в операторній формі

$$\Phi(z)x[t] = a[t], \quad (3.1)$$

де оператор АР $\Phi(z)$ в (3.1) зручно представити у вигляді

$$\Phi(z) = 1 - \Phi[1]z^{-1} - \dots - \Phi[p]z^{-p}.$$

Дія оператора зсуву на поточний відлік сигналу описується наступним чином

$$z^{-i}x[t] = x[t - i].$$

Системну функцію відбілюючого АР фільтра можна отримати з різницевого рівняння АР в операторному вигляді

$$a[t] = H(z)x[t] = [1 - \Phi(z)]x[t]. \quad (3.2)$$

З (3.2) видно, що системна функція нерекурсивного відбілюючого АР фільтра тотожна оператору АР

$$H(z) = \Phi(z) = 1 - \sum_{i=1}^p \Phi[i]z^{-i}. \quad (3.3)$$

Для відбілюючого фільтра справедлив також вираз згортки

$$a[t] = h(z)x[t] = \Phi(z)x[t], \quad (3.4)$$

де оператор імпульсної характеристики задається формулою

$$h(z) = 1 - \sum_{i=1}^{\infty} \Phi[i]z^{-i} = h[i]z^{-i}, \quad h[0] = 1.$$

З (3.4) випливає, що для відбілюючого АР фільтра справедливо співвідношення, що зв'язує імпульсну характеристику відбілюючого фільтра і параметри АР моделі

$$h[i] = \Phi[i].$$

Т.ч. відбілюючий фільтр має кінцеву імпульсну характеристику, а її значення дорівнюють коефіцієнтам АР. АЧХ або передавальну функцію фільтра можна отримати з (3.3) шляхом заміни $z = \exp(j2\pi ft)$

$$|H(f)|^2 = \left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi[i]z^{-j2\pi ft} \right|^2. \quad (3.5)$$

Порівнюючи (3.5) і АЧХ формуючого фільтра (2.6), приходимо до висновку, що передавальна функція відбілюючого фільтра зворотня за формою СЦП вхідного сигналу $x[t]$.

3.2 Придушення шумів літаків авторегресійним фільтром передбачення

Придушення шумів літаків АР фільтром передбачення, представленим на блок-схемі рис. 3.1, продемонстровано на прикладах акустичних перешкод, створених широко використовуваних в авіаперевезеннях авіалайнерів Boeing 707 і Boeing 747. Для моделей АР шумів цих літаків були синтезовані фільтри АР передбачення, що складаються з 34-х ланок (Boeing 707) і 8-ми ланок (Boeing 747). АЧХ цих фільтрів представлені на рис. 3.2. Порівняння з графіками СЦП корельованих перешкод, що створюються цими літаками, представлених на рис.

2.1б і рис. 2.4б, показує, що вони взаємно зворотні. Очевидно, що результатом дії АР фільтра на корельовану перешкоду буде її декореляція. В рамках кореляційної теорії декореляції виходу АР фільтра еквівалентна мінімізації її дисперсії.

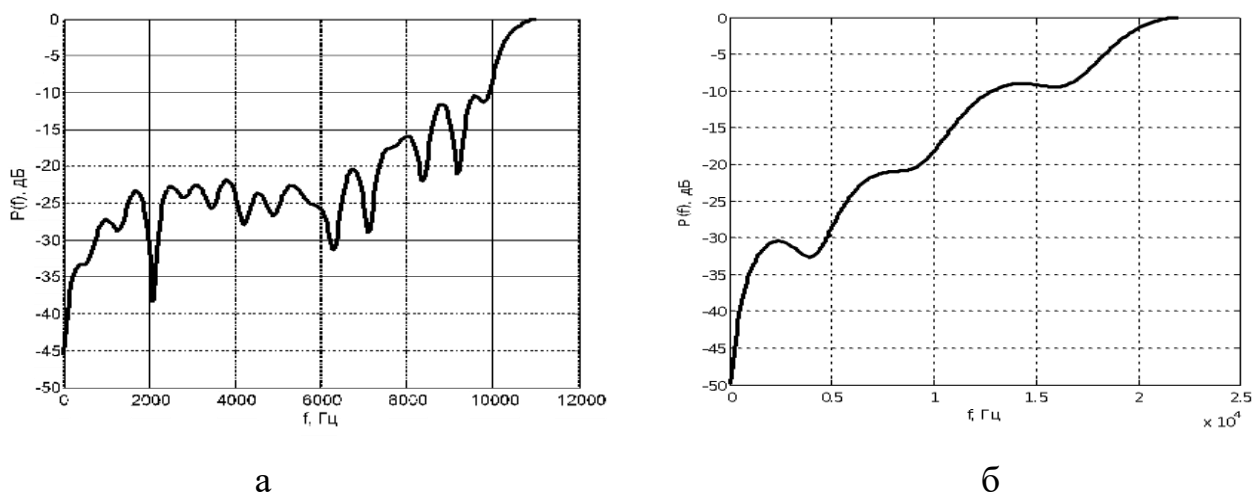


Рисунок 3.2 АЧХ фільтра передбачення: а – для перешкоди від Boeing 707,
б – для перешкоди від Boeing 747

На рис. 3.3 представлені оцінки автокореляційних функцій сигналів на виході АР фільтра передбачення. Як видно з графіків, оцінки кореляційних функцій близькі за формою до кореляційної дельта-функції білого шуму. Т.ч. відбілюючі фільтри перетворюють корельовану перешкоду в білий шум. Результати проведених експериментів, представлених в розділі 5, показують, що білий шум в меншій мірі впливає на точність оцінки доплерівської частоти сигналу.

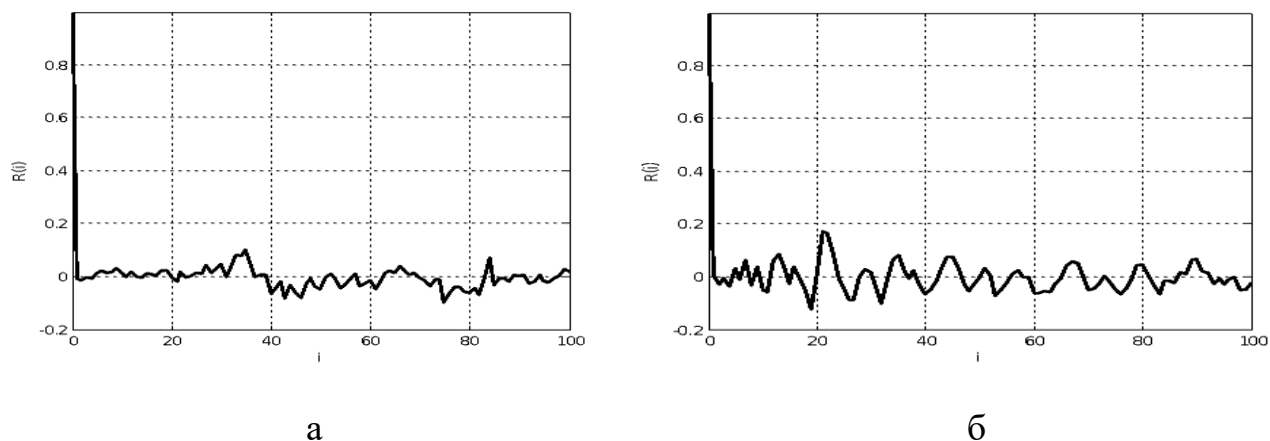


Рисунок 3.3 Кореляційні функції помилок передбачення на виході АР фільтрів:
 а – для перешкоди від Boeing 707, б – для перешкоди від Boeing 747

Звукові перешкоди в системах акустичного зондування атмосфери характеризуються значною різноманітністю. Спектральний склад перешкод, часто представляючих адитивну суміш коливань від різних джерел, може бути вельми складний. У ряді практично важливих випадків содар повинен забезпечувати надійні вимірювання в умовах сильних перешкод, наприклад, в аеропортах поблизу злітно-посадкових смуг, біля автотрас, при шумі дощу і грозових розкатах [114, 115]. Питання захисту від таких акустичних перешкод будуть розглянуті в п'ятому розділі.

Відбілення АР фільтрами передбачення знижує рівень корельованих завад до рівня білого шуму. Зауважимо, що шуми літаків складаються з кореляційної і шумової складових. Тому коефіцієнт придушення перешкоди АР фільтром обмежується рівнем білого шуму, що міститься в акустичних перешкодах.

На рис. 3.4 і рис. 3.5 показані вибірки сигналів на вході і виході АР фільтра передбачення для перешкод від Boeing 707 і Boeing 747 відповідно. Коефіцієнт придушення по потужності перешкоди від Boeing 707 становить 4,8. Спектр перешкоди досить широкосмуговий (рис. 3.2б), що може характеризувати наявність в сигналі потужної складової білого шуму. Тому рівень білого шуму на графіку рис. 3.4 великий, а коефіцієнт придушення перешкоди малий.

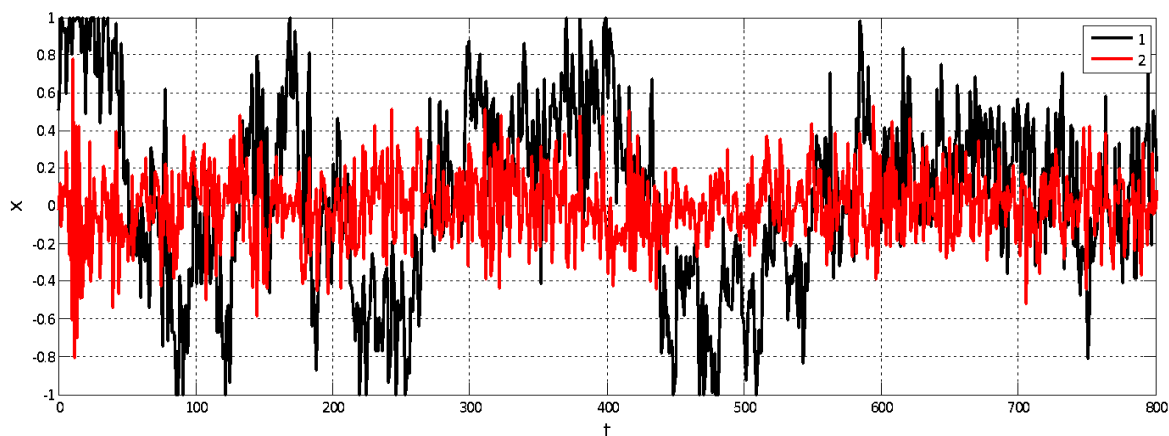


Рисунок 3.4 Вибірки сигналів на вході і виході АР фільтра передбачення для перешкоди від Boeing 707

Коефіцієнт придушення перешкоди від літака Boeing 747 становить 28,7. Таке підвищення коефіцієнта придушення перешкоди можна пояснити тим, що рівень білого шуму на виході АР фільтра значно нижче рівня корельованої перешкоди на вході фільтра (рис. 3.5). Аналогічні результати були отримані для шумів літаків Boeing 737 і Boeing 767. Коефіцієнти придушення перешкод по потужності становили 29,5 і 9,1 відповідно.

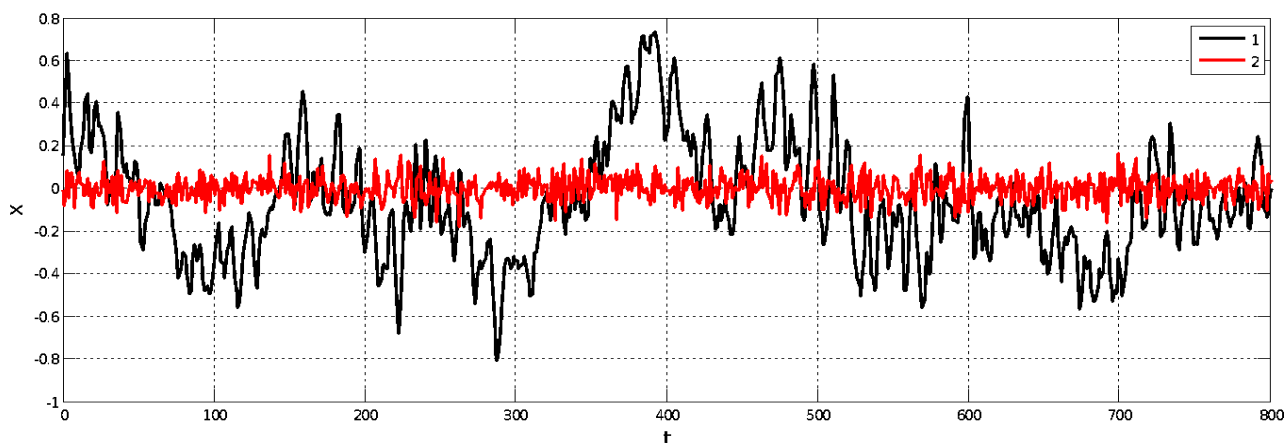


Рисунок 3.5 Вибірки сигналів на вході і виході АР фільтра передбачення для перешкоди від Boeing 747

3.3 Синтез відбілюючого решітчастого фільтра

Удосконалення теорії передбачення часових рядів призвело до синтезу так званих решітчастих фільтрів. Розвиток теорії було направлено на пошук алгоритму ефективного обчислення коефіцієнтів моделі АР. Для цього необхідно обертати кореляційну матрицю, а ця операція, як правило, пов'язана з великим обсягом обчислень. Знайдені алгоритми обчислення коефіцієнтів АР привели також до синтезу решітчастих структур. Крім цього були отримані зручні вирази для розрахунку коефіцієнтів підсилення РФ з застосуванням помилок прямого і зворотнього передбачення.

Параметрами решітчастого фільтра є коефіцієнти відбиття і число ланок фільтра. Число ланок дорівнює порядку АР моделі. РФ, так само, як і АР фільтри, є фільтрами лінійного передбачення, що мінімізують дисперсію помилки передбачення. Значення коефіцієнтів відбиття взаємно-однозначно пов'язані з коефіцієнтами АР і, в кінцевому результаті, визначаються кореляційною функцією аналізованого сигналу або перешкоди. Перетворення, що зв'язує набір коефіцієнтів відбиття з коефіцієнтами АР має нелінійний характер. Для реалізації конкретного фільтра передбачення програмним або апаратним шляхом можна скористатися як прямою реалізацією, так і решітчастою структурою. Обидві ці реалізації математично еквівалентні, але між ними існує ряд практичних відмінностей, які змушують віддати перевагу решітчастому фільтру [116].

Незважаючи на близькість РФ до АР фільтрів, синтез РФ вимагає введення нових понять і співвідношень. За аналогією з фільтром прямого передбачення для сигналу, що описується моделлю АР p -го порядку, можна ввести фільтр зворотнього передбачення [113]. Робота фільтра зворотнього передбачення описується виразом

$$x_{t-p-1} = \sum_{i=1}^p D_{p+1-i} x_{t-i} + d_t, \quad (3.6)$$

де D_{p+1-i} – коефіцієнти фільтра зворотнього передбачення, що складається з p ланок, d_t – помилки зворотнього передбачення.

Рівняння (3.6) описує регресію відліків випадкового процесу x_{t-p-1} на наступні відліки $x_{t-p}, x_{t-p+1}, \dots, x_{t-1}$. Значення коефіцієнтів фільтра зворотнього передбачення знаходяться за допомогою системи рівнянь, аналогічної системі рівнянь Юла-Уокера.

Повне матричне рівняння Юла-Уокера має вигляд

$$\left\| \mathbf{1}, \Phi_1^p, \dots, \Phi_p^p \right\| \left\| R_p \right\| = \left\| (\sigma_a^p)^2, 0, \dots, 0 \right\|, \quad (3.7)$$

де $\left\| R_p \right\|$ – кореляційна матриця $p+1$ порядку

$$\left\| R_p \right\| = \begin{vmatrix} R_0 & R_1 & \dots & R_p \\ R_1 & R_0 & \dots & R_{p-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_p & R_{p-1} & \dots & R_0 \end{vmatrix}. \quad (3.8)$$

Для зручності подальшого викладу, і щоб не виходити за рамки загальноприйнятих позначень, зробимо наступну заміну

$$\Phi_i^p \Rightarrow -\Phi_i^p, \quad D_i^p \Rightarrow -D_i^p.$$

Помноживши ліву і праву частини рівняння (3.6) x_{t-j} , $j = 1, \dots, p + 1$, і, усереднивши, отримаємо рівняння Юла-Уокера для фільтра зворотнього передбачення назад

$$\|D_p^p, \dots, D_1^p, 1\| \|R_p\| = \|0, \dots, 0, (\sigma_d^p)^2\|, \quad (3.9)$$

де $(\sigma_d^p)^2$ – дисперсія помилки зворотнього передбачення випадкового процесу на виході p -ї ланки фільтра зворотнього передбачення.

Матричні рівняння (3.7) і (3.9), можна об'єднати в одне рівняння

$$\left\| \begin{array}{cccc} 1 & \Phi_1^p & \dots & \Phi_p^p \\ D_p^p & \dots & D_p^p & 1 \end{array} \right\| \|R_p\| = \left\| \begin{array}{cccc} (\sigma_a^p)^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & (\sigma_d^p)^2 \end{array} \right\|. \quad (3.10)$$

Очевидно, що для $(p+1)$ – ланки фільтра має також виконуватися співвідношення типу (3.10)

$$\left\| \begin{array}{cccc} 1 & \Phi_1^{p+1} & \dots & \Phi_{p+1}^{p+1} \\ D_{p+1}^{p+1} & \dots & D_1^{p+1} & 1 \end{array} \right\| \|R_{p+1}\| = \left\| \begin{array}{cccc} (\sigma_a^{p+1})^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & (\sigma_d^{p+1})^2 \end{array} \right\|, \quad (3.11)$$

де $\|R_{p+1}\|$ – кореляційна матриця, типу (3.8) $(p+2)$ -го порядку.

Для виведення рекурентних співвідношень, що зв'язують (3.10) і (3.11), роздивимося пробне рішення [113], яке потім коригується з урахуванням помилки початкового наближення. Вважаючи, що модель АР передбачення p -го порядку відома, запишемо пробне рішення $(p+1)$ -го порядку

$$\begin{pmatrix} 1 & \Phi_1^p & \dots & \Phi_p^p & 0 \\ 0 & D_p^p & \dots & D_1^p & 1 \end{pmatrix} \|R_{p+1}\| = \begin{pmatrix} (\sigma_a^p)^2 & 0 & \dots & 0 & \Delta_a^{p+1} \\ \Delta_d^{p+1} & 0 & \dots & 0 & (\sigma_d^p)^2 \end{pmatrix}, \quad (3.12)$$

де:

$$\Delta_a^{p+1} = R_{p+1} + \sum_{i=1}^p \Phi_i^p R_{p-i+1}, \quad (3.13)$$

$$\Delta_d^{p+1} = \sum_{i=1}^p D_i^p R_{-p-i+1} + R_{-p-1} \quad (3.14)$$

представляють в загальному випадку ненульові члени. Таким чином, пробне рішення не визначає правильно фільтри передбачення. Однак пробна лінійна комбінація цих рішень в (3.12) дає нулі в місцях, займаних величинами Δ_a^{p+1} (3.13) і Δ_d^{p+1} (3.14) і ми отримаємо необхідні коефіцієнти фільтра передбачення

$$\begin{pmatrix} 1 & -\frac{\Delta_a^{p+1}}{(\sigma_d^p)^2} \\ -\frac{\Delta_b^{p+1}}{(\sigma_a^p)^2} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \Phi_1^p & \dots & \Phi_p^p & 0 \\ 0 & D_p^p & \dots & D_1^p & 1 \end{pmatrix} \|R_{p+1}\| = \begin{pmatrix} 1 & \Phi_1^{p+1} & \dots & \Phi_{p+1}^{p+1} \\ D_{p+1}^{p+1} & D_p^{p+1} & \dots & 1 \end{pmatrix} \times \quad (3.15)$$

$$\times \|R_{p+1}\| = \begin{pmatrix} (\sigma_a^{p+1})^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & (\sigma_d^{p+1})^2 \end{pmatrix}$$

де

$$(\sigma_a^{p+1})^2 = (\sigma_a^p)^2 - \frac{\Delta_a^{p+1} \Delta_d^{p+1}}{(\sigma_d^p)^2}, \quad (3.16)$$

$$(\sigma_d^{p+1})^2 = (\sigma_d^p)^2 - \frac{\Delta_a^{p+1} \Delta_d^{p+1}}{(\sigma_a^p)^2}. \quad (3.17)$$

В [116] доведена справедливості наступної тотожності

$$\Delta_a^{p+1} = \Delta_d^{p+1}. \quad (3.18)$$

Величини Δ_a^{p+1} і Δ_d^{p+1} розглядаються як взаємна кореляція помилок прямого та зворотного передбачення при одиничній затримці. З урахуванням умови (3.18) з співвідношень (3.16) і (3.17) підтверджується правильність того факту, що дисперсії помилок прямого та зворотного передбачення $(\sigma_a^{p+1})^2$ і $(\sigma_d^{p+1})^2$ є дійсними величинами. Виключаючи в рівнянні (3.15) кореляційну матрицю $\|R_{p+1}\|$, і використовуючи тотожність (3.18), приходимо до наступних рекурентних співвідношень

$$\begin{vmatrix} 1 & -K_d^{p+1} \\ -K_a^{p+1} & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & \Phi_1^p & \dots & \Phi_p^p \\ 0 & D_p^p & \dots & D_1^p \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & \Phi_1^{p+1} & \dots & \Phi_{p+1}^{p+1} \\ D_{p+1}^{p+1} & \dots & D_p^{p+1} & 1 \end{vmatrix}.$$

Величини $K_a^{p+1} = \frac{\Delta_a^{p+1}}{(\sigma_a^p)^2}$, $K_d^{p+1} = \frac{\Delta_d^{p+1}}{(\sigma_d^p)^2}$ являють собою так звані коефіцієнти

відбиття. З урахуванням (3.16) і (3.17) коефіцієнти відбиття можуть бути знайдені за формулами

$$K_a^{p+1} = R_{p+1} + \sum_{i=1}^p D_i^p R_{p-i+1} / (\sigma_a^p)^2, \quad (3.19)$$

$$K_d^{p+1} = R_{-p+1} + \sum_{i=1}^p D_i^p R_{-p-i+1} / (\sigma_d^p)^2. \quad (3.20)$$

Для дійсного випадку справедливі тотожності

$$D_i^p = \Phi_i^p, \quad K_a^p = K_d^p, \quad (\sigma_a^p)^2 = (\sigma_d^p)^2. \quad (3.21)$$

Використовуючи співвідношення (3.19) і (3.20), а також з огляду на (3.21), знайдений алгоритм Левінсона-Дарбіна можна представити у вигляді:

$$K_a^k = \Phi_k^k = - \left(R_k + \sum_{i=1}^{k-1} \Phi_1^{k-1} R_{k-1} \right) / (\sigma_a^{k-1})^2, \quad k = 2 \div p \quad (3.22)$$

$$\Phi_i^k = \Phi_i^{k-1} + \Phi_k^k \Phi_{k-i}^{k-1}, \quad 1 \leq i \leq k-i, \quad (3.23)$$

$$(\sigma_a^k)^2 = \left(1 - |\Phi_k^k|^2 \right) (\sigma_a^{k-1})^2,$$

з ініціалізацією

$$\Phi_1^1 = -R_1/R_0, \quad (\sigma_a^1)^2 = \left(1 - |\Phi_1^1|^2 \right) R_0.$$

Представлений алгоритм Левінсона-Дарбіна дозволяє отримати структуру РФ. Формули (3.22) і (3.23) приводять до вираження

$$a_t^p = x_t + \sum_{i=1}^p \Phi_i^p x_{t-i} + \sum_{i=1}^{p-1} (\Phi_i^{p-1} + K_i^i \Phi_{p-1}^{p-1}) x_{t-i} + K_p^p x_{t-p},$$

яке, з урахуванням (3.6), перетвориться до виду

$$a_t^p = a_t^{p-1} - K_p^p d_{t-1}^{p-1}. \quad (3.24)$$

Аналогічно знаходиться вираз для помилки зворотнього передбачення

$$d_t^p = d_{t-1}^{p-1} - K_p^p a_t^{p-1}. \quad (3.25)$$

Отримані рівняння (3.24) і (3.25) дають можливість визначити структуру РФ, зображену на рис. 3.6. При надходженні сигналу на вхід фільтра на виході кожної ланки з'являються помилки передбачення вперед і назад. Мінімальний дисперсії помилки передбачення $(\sigma_a^p)^2$, щодо коефіцієнта відбиття K^p , відповідає такий вираз для коефіцієнта відбиття

$$K^k = \overline{a_t^{k-1} d_{t-1}^{k-1}} / \left(\overline{d_{t-1}^{k-1}} \right)^2.$$

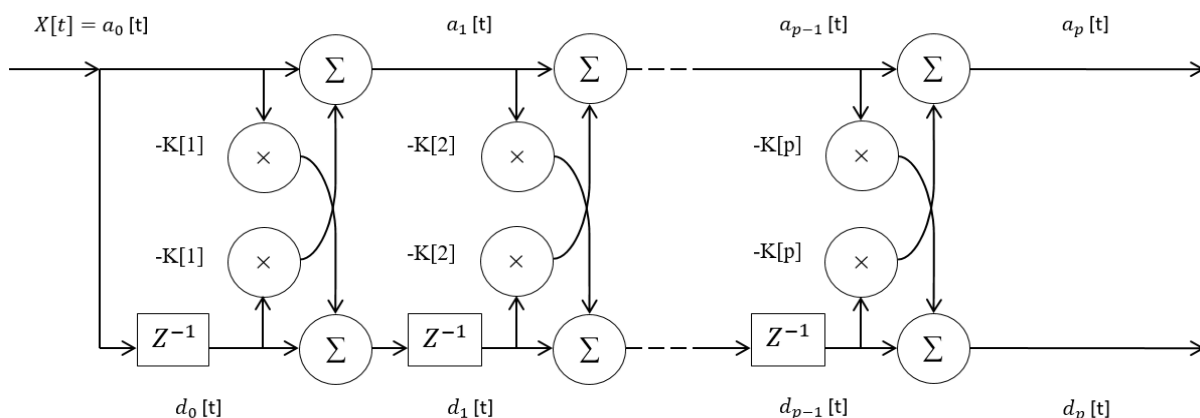


Рисунок 3.6 Схема відбілюючого решітчастого фільтра р-го порядку

Таким чином, РФ, коефіцієнти відбиття якого визначаються за допомогою алгоритму Левінсона-Дарбіна, мінімізують дисперсію помилки передбачення. Цю важливу властивість РФ буде в подальшому використано для цілей придушення корельованих акустичних перешкод.

Висновки до розділу 3

Дослідження, проведені в третьому розділі, показують, що пристрої для придушення завад на фільтрах лінійного передбачення можуть бути фільтрами прямої реалізації та решітчастими структурами. До перших відносяться АР відбілюючі фільтри, а до других відноситься відбілюючий РФ. У розділі наведено спосіб реалізації пристрою придушення акустичної перешкоди АР відбілюючим фільтром. Незважаючи на простоту пристрою у нього є істотний недолік, пов'язаний з необхідністю обчислення коефіцієнтів підсилення фільтра шляхом обернення кореляційної матриці. При високих порядках ця операція вимагає великого обсягу обчислень. Крім того, в деяких випадках кореляційна матриця виходить погано обумовленою, що істотно знижує ефективність придушення перешкод. Тому в розділі наведено алгоритм Левінсона-Дарбіна, що дає можливість отримати більш ефективний рекурсивний спосіб обчислення коефіцієнтів АР. Алгоритм дозволяє синтезувати відбілюючий РФ, який використовується для придушення корельованих завад. Цифрові решітчасті фільтри складаються з послідовно включених ланок з двома вхідними і двома вихідними парами полюсів. АЧХ цих фільтрів еквівалентні, але між ними є істотні практичні відмінності.

Хоча решітчаста структура фільтра не володіє мінімальним числом помножувачів і суматорів, для виконання передавальної функції, вона має низку переваг. До них належать такі: послідовності ідентичних секцій; величини коефіцієнтів відбиття не перевищують 1; більш висока стійкість фільтра до помилок дискретизації і помилок квантування, обумовлена способом розрахунку коефіцієнтів відбиття, добрі кількісні характеристики округлення, каскадну ортогоналізацію вхідного сигналу [116, 117].

РОЗДІЛ 4

ПРИДУШЕННЯ ПЕРЕШКОД АДАПТИВНИМИ РЕШІТЧАСТИМИ ФІЛЬТРАМИ

Технологічні досягнення в електронній техніці і розробка методів і алгоритмів цифрової обробки сигналів дозволили створювати високопродуктивні і компактні пристрої їх реалізації. Висока тактова частота і, як наслідок, швидкодія цифрової апаратури дають можливість обробляти інформацію в реальному часі.

При зміні умов обробки або статистичних характеристик корисного сигналу або перешкоди, необхідно застосовувати адаптивні методи обробки. Акустичні перешкоди в САЗ часто впливають в умовах швидко мінливої перешкодової обстановки. Тому для роботи в реальному часі, необхідно використовувати адаптивне придушення перешкод. Адаптивні методи можна розділити на покрокові і блокові. У першому випадку мається на увазі оновлення коефіцієнтів фільтра під час надходження кожного нового відліку даних. У блокових методах використовується адаптація по мірі надходження нової реалізації кінцевої довжини. Ефективність адаптації визначається методом адаптації. При використанні для придушення перешкод фільтрів лінійного передбачення для адаптації параметрів фільтрів зазвичай використовуються градієнтні або рекурсивні за методом найменших квадратів алгоритми.

4.1 Градієнтний метод адаптації авторегресійного фільтра прямої реалізації і решітчастого фільтра

Отримана вище решітчаста структура фільтра передбачення за методом найменших квадратів найчастіше застосовується для придушення стаціонарних перешкод або для адаптивного блочного методу придушення нестационарної перешкоди. На практиці перешкоджаючі акустичні сигнали, як правило,

нестационарні і мають часто швидко мінливі в часі характеристики. У подібних випадках процес обчислення коефіцієнтів фільтра передбачення доводиться часто повторювати, стежачи за мінливими спектрально-кореляційними властивостями активних перешкод. Ця задача передбачення часового ряду без попереднього знання його кореляційних властивостей називається адаптивним передбаченням.

Основні переваги РФ виявляються при адаптивній фільтрації. Швидкість адаптації РФ перевершує швидкість адаптації авторегресійного фільтра прямої реалізації. Це пояснюється тим, що РФ призводить до ортогоналізації вхідного сигналу і оцінки коефіцієнтів відбиття некорельовані. Для придушення перешкод, що швидко змінюються, використовуються покрокові алгоритми адаптації. Коефіцієнти відбиття РФ можуть покроково оновлюватися за допомогою градієнтного і рекурсивного методу найменших квадратів (РМНК) [116]. Градієнтний алгоритм покроково мінімізує помилку передбачення змінюючи коефіцієнти відбиття за методом найшвидшого спуску. Решітчастий алгоритм рекурсивного методу найменших квадратів покроково здійснює коригування точного рішення, отриманого методом найменших квадратів, при надходженні на вхід нового відліку даних.

У дисертаційній роботі, в розділі 5, проведено порівняння ефективності використання для придушення перешкод фільтрів прямої реалізації та решітчастих структур. Коефіцієнти АР фільтра прямої реалізації $\Phi_t[j]$, що змінюються в часі, обчислюються за допомогою деякого алгоритму адаптації. У даній роботі для поновлення параметра АР фільтра застосовувався покроковий градієнтний алгоритм найменших квадратів і рекурсивний метод найменших квадратів (РНК) [118]. У методі найменших квадратів коефіцієнти фільтра обчислюються за допомогою виразу

$$\Phi_{t+1}[j] = \Phi_t[j] - \mu a[t]x[t],$$

де μ – позитивний коефіцієнт, званий розміром кроку.

Покроковий алгоритм адаптації для АР фільтра, заснований на РНК, рекурсивно оновлює оцінки зворотної кореляційної матриці R_p^{-1} [116]. Він складніший і вимагає більшого числа обчислень. Однак він швидше адаптується, в порівнянні з градієнтними методами.

При надходженні корельованої перешкоди на вхід РФ, на виході кожної ланки з'являються помилки передбачення вперед і назад. Коефіцієнти відбиття обчислюються адаптивно за обраним алгоритмом адаптації. Для адаптації РФ використовувалися градієнтний алгоритм і метод найменшого квадрата (МНК).

Робота фільтра з мінливими в часі коефіцієнтами відбиття, описується виразами:

$$a_t^k = a_t^{k-1} - K_t^{k-1} d_{t-1}^{k-1},$$

$$d_t^k = d_{t-1}^{k-1} - K_t^{k-1} a_t^{k-1},$$

де d_t^k – помилка зворотного передбачення на виході k -ї ланки РФ в t -й момент часу, K_t^{k-1} – коефіцієнти підсилення (відбиття) $(k-1)$ -ї ланки РФ в t -й момент часу. У даній роботі для поновлення коефіцієнтів РФ застосовувався покроковий градієнтний алгоритм і РНК.

Градієнтний алгоритм покрокової адаптації, базується на методі найшвидшого спуску. Використовуючи оновлені помилки передбачення, обчислюють оновлені коефіцієнти відбиття

$$K_{t+1}^k = K_t^k + \mu_k a_t^k d_{t-1}^k.$$

Покроковий алгоритм адаптації для РФ, що базується на РНК, більш складний і вимагає більшого числа обчислень. Однак він швидше адаптується, в

порівнянні з градієнтними методами. У РНК алгоритмі рекурсивно оновлюється оцінка зворотної кореляційної матриці.

4.2 Алгоритм рекурсивного методу найменших квадратів для решітчастих фільтрів

Вивід алгоритму адаптації за методом найменших квадратів досить складний і займає багато місця [116]. Тому він тут не наводиться. Як показали результати досліджень, проведених в дисертаційній роботі, він був найбільш ефективний при вирішенні завдання придушення акустичних завад. В алгоритмі, представленому нижче, приведена повна система рекурсивних виразів для часового коригування РФ, що забезпечує отримання точного рішення передбачення на основі методу найменших квадратів.

Вхідними параметрами алгоритму РНК є:

p – порядок решітчастого фільтра,

x_T – відлік даних в момент T .

Змінні:

$\Delta_{i,T}$ – коефіцієнти приватної автокореляції,

$\gamma_{i,T}$ – коефіцієнти правдоподібності,

$a_{i,T}^k, d_{i,T}^k$ – помилки прямого і зворотного передбачення,

$K_{i,T}^a, K_{i,T}^d$ – прямі і зворотні коефіцієнти відображення.

Початкові умови:

$$a_{0,0} = d_{0,0} = x_0, \quad \sigma_{0,0}^a = \sigma_{0,0}^d = |x_0|^2,$$

$$\Delta_{p,i} = 0, \quad \gamma_{-1,i} = 0, \quad 1 \leq i \leq p.$$

Ітерація для кожного нового відліку даних:

$$a_{0,T} = d_{0,T} = x_T,$$

$$\sigma_{0,T}^a = \sigma_{0,T}^d = \sigma_{0,T-1}^a + |x_T|^2.$$

Для кожного каскаду решітки при $i=0, \min(T, p)-1$ маємо:

$$\Delta_{i+1,T} = \Delta_{i+1,T-1} + \frac{a_{i,T}d_{i,T-1}}{1 - \gamma_{p-1,T-1}},$$

$$\gamma_{i+1,T} = \gamma_{i+1,T} + \frac{(d_{i,T})^2}{\sigma_{i,T}^d},$$

$$K_{i+1,T}^a = \frac{\Delta_{i+1,T}}{\sigma_{i,T}^a},$$

$$K_{i+1,T}^d = \frac{\Delta_{i+1,T}}{\sigma_{i,T-1}^d},$$

$$a_{i+1,T} = a_{i,T} - K_{i+1,T}^d d_{i,T-1},$$

$$d_{i+1,T} = d_{i,T-1} - K_{i+1,T}^a a_{i,T},$$

$$\sigma_{i,T}^a = \lambda \sigma_{i+1,T-1}^a + \frac{(a_{i,T})^2}{1 - \gamma_{p-1,T-1}},$$

$$\sigma_{i,T}^d = \lambda \sigma_{i+1,T-1}^d + \frac{(d_{i,T})^2}{1 - \gamma_{p-1,T-1}}.$$

Коли $T \leq p$:

$$\sigma_{i+1,T}^a = \sigma_{i,T}^a - K_{i+1,T}^d \Delta_{i+1,T},$$

$$\sigma_{i+1,T}^d = \sigma_{i,T}^d - K_{i+1,T}^a \Delta_{i+1,T}.$$

Для нестационарної перешкоди параметри моделі змінюються в часі. Тому рівняння (2.1) можна записати у вигляді

$$a_t = x_t - \sum_{j=1}^p \Phi_t[j] x_{t-j}.$$

Параметр $\gamma_{p,T}$ можна інтерпретувати як коефіцієнт правдоподібності. Він приймає значення від 0 до 1.

У пристроях придушення шумів для вилучення інформації використовується канал з сумою інформаційного сигналу і перешкоди, а також опорний або перешкодовий канал з перешкодою. Рекурсивний метод найменших квадратів для пов'язаних процесів забезпечує швидке відстеження або адаптацію при придушенні перешкоди.

Коли один процес

$$y_t = Y_t - x_t, \quad (4.1)$$

де Y_t – суміш корельованої перешкоди x_t і сигналу, необхідно оцінити за даними спостереження за пов'язаним з ним процесом

$$X_t = x_t + e_t, \quad (4.2)$$

де e_t – білий шум, то можна об'єднати ці процеси в один процес і обробку його реалізувати за допомогою РФ. Адитивний білий шум у перешкодовому каналі впливає на рівень корельованості придушеної перешкоди в обох каналах, пов'язаного з відмінністю амплітудно-частотної характеристик при проходженні сигналу в інформаційному і перешкодовому каналах, наявністю додаткових шумів в цих каналах.

4.3 Решітчастий фільтр з перешкодовим каналом

У пристроях придушення завад для вилучення інформації використовується сума інформаційного сигналу і перешкоди (шуму), а також опорний або перешкодовий канал. Коли один процес Y_t необхідно оцінити за даними спостереження за пов'язаним з ним процесом X_t , то можна об'єднати ці процеси в один процес і його обробку реалізувати за допомогою РФ для випадку пов'язаних процесів. Точне рішення по методу найменших квадратів в цьому випадку представляє собою узагальнення рішення, наведеного вище. Визначається нова помилка передбачення, яка включає відліки з обох процесів. Помилка спільного передбачення є помилкою оцінювання y_t із вибірки. В термінах [116], вона знаходиться за виразом

$$j_{p,t} = y_t + \sum_{i=0}^p g_i^p X_{t-i}, \quad (4.3)$$

де g_i^p – коефіцієнти функції передбачення, отримані мінімізацією суми квадратичних помилок.

Формулу (4.3) можна виразити через параметри решітчастої структури. Рішення для решітчастих фільтрів, отримане в разі пов'язаних процесів, включає алгоритм адаптації РНК, наведений вище і аналогічний рекурсивний вираз для

помилки спільного передбачення. Новий член взаємної кореляції $\Delta_{i,t}^j$ можна визначити для сигналів, отриманих після i -го каскаду решітки $j_{i,t}$ і $b_{i,t}$. Він коригується за допомогою наступного виразу

$$\Delta_{i,T}^j = \Delta_{i,T-1}^j + \frac{j_{i-1,T} b_{i,T}}{1 - \gamma_{i-1,T}}. \quad (4.4)$$

Використовується також рівняння виправлення помилки спільного передбачення $j_{i,t}$. При початковій умові $j_{-1,t} = Y_t$ і вихідному сигналі $j_{p,t}$ маємо

$$j_{i,T} = j_{i-1,T} - \frac{\Delta_{i,T}^j}{\sigma_{i,T}^d} b_{i,T}. \quad (4.5)$$

Алгоритм, наведений вище для одного каналу, спільно з (4.4) і (4.5) являє собою повне рішення задачі оцінювання пов'язаних процесів або рішення задачі шумопридушення. Іншими словами, дані вирази описують решітчастий фільтр з перешкодовим каналом. На рис. 4.1 показана схема такого РФ [116].

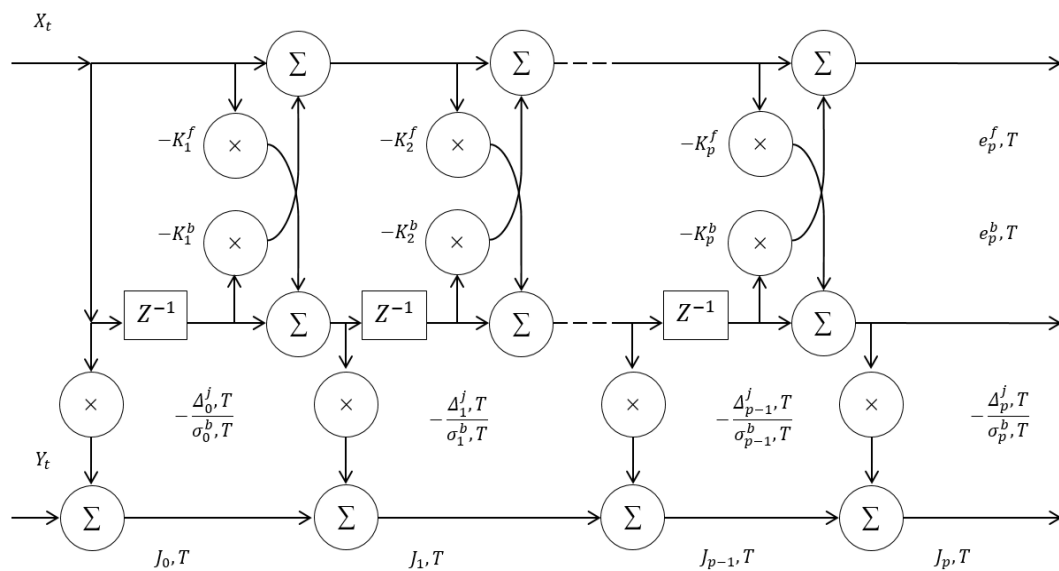


Рисунок 4.1 Схема адаптивного РФ з перешкодовим каналом

Схема, що представлена на рис. 4.1, маловідома і в літературі практично немає відомостей про її потенційні можливості. Тому в дисертаційній роботі проведено дослідження роботи фільтра при різних характеристиках сигналу і перешкоди.

Висновки до розділу 4

Решітчаста структура фільтра особливо підходить для адаптивної фільтрації, оскільки рекурсивне рішення, що дається пристроями оцінки за методом найменших квадратів, природним чином синтезує решітчасту структуру фільтра. Крім того, решітчаста структура фільтра на каскадній основі ортогоналізує вхідний сигнал. Це призводить до дуже швидкої збіжності і хорошим характеристикам решітчастої структури в режимі стеження. Хоча розроблено багато альтернативних методів оцінювання коефіцієнтів відбиття, які дозволяють оцінювати параметри решітчастої структури, рекурсивний метод найменших квадратів коригує мінімальну квадратичну оцінку при обробці кожної вибірки даних. Ця процедура призводить до оптимальної оцінки і вимагає лише незначного обсягу обчислень перед альтернативними методами.

У розділі 5 дисертації буде ґрунтовно досліджена ефективність використання фільтрів прямої реалізації та решітчастих структур в задачі придушення акустичних завад. Для адаптивного поновлення параметрів фільтра використовувалися адаптивний метод і РНК алгоритм. Порівняння ефективності роботи фільтрів для усунення завад проводилося по точності оцінювання доплеровської частоти, а не за коефіцієнтом придушення потужності перешкоди. Саме оцінка доплеровської частоти дозволяє розрахувати швидкість вітру в системах САЗ.

РОЗДІЛ 5

ОЦІНКИ ЦЕНТРАЛЬНОЇ ЧАСТОТИ КОРИСНОГО СИГНАЛА НА ФОНІ
КОРЕЛЬОВАНИХ ПЕРЕШКОД

САЗ є недорогим і оперативним засобом дистанційного моніторингу нижньої атмосфери. Можливо також спільне використання систем акустичного і радіоакустичного зондування атмосфери [119]. Протягом ряду років САЗ застосовуються для вирішення науково-практичних завдань метеорології, таких як визначення швидкості вітру, температури, вологості атмосфери на заданій висоті в певні моменти часу. Основним фактором, що обмежує ефективність роботи систем акустичного зондування, є зовнішній шум, який приймається антеною.

Використовувані раніше засоби і методи захисту від перешкод содарів (звукозахисні бленди, укриття різного роду), мають ряд недоліків: великі габарити і вага, складність транспортування, недостатню ступінь захисту від перешкод, що попадають в головний і бічний пелюстки діаграми спрямованості. Все це в значній мірі впливає на якісні показники системи в цілому [120, 121].

5.1 Адаптація САЗ до спектру завад та її комплексне застосування з системою РАЗ для підвищення точності оцінки швидкості вітру

Для ефективної роботи содара в умовах сильних шумів необхідно використовувати комплекс заходів щодо підвищення завадостійкості, що призводить до зниження похибки виміру. Так, нерівномірність розподілу потужності акустичних перешкод в смузі зміни частоти зондуючого сигналу або частот каналів вимірювання надає можливість частотної адаптації акустичного локатора до завадової обстановки. Для цих цілей необхідно аналізувати частотний розподіл рівня акустичних перешкод в точці розташування содара. Частоту

зондуємого сигналу вибирають в тих ділянках спектра, які є найменш зашумленими.

Введення частотної адаптації дозволить підвищити ймовірність якісної роботи содара, що еквівалентно розширенню діапазону заводових умов, при якому акустичний локатор може нормально функціонувати. Якщо W - ймовірність того, що деякий довільно обраний незалежний канал буде «зайнятий» перешкодами, то, відповідно, ймовірність того, що він буде «вільним», складе $1 - W$. Тоді очікуваний виграш у відношенні сигнал/перешкода від деякого рівня перешкод U_1 до рівня U_2 складе

$$\beta = \frac{W_{n2}}{W_{n1}} = \frac{U_2^2}{U_1^2}$$

Виражаючи величини U_1, U_2 через відповідні ймовірності отримаємо формулу для оцінки виграшу у відношенні сигнал/шум

$$\beta = \left[\frac{\ln(1 - W)}{\ln(1 - W^n)} \right]^{\frac{2}{\alpha}},$$

де α - параметр експоненціально-гіперболічного розподілу, який визначає розкид значень випадкової величини. Як видно з цієї формули, ефективність частотної адаптації содара зростає зі зменшенням параметра, тобто зі збільшенням ступеня розкиду рівнів перешкод, а також зі збільшенням числа каналів, використовуваних в процесі адаптації.

Один із можливих засобів адаптації по частоті завади обґрунтований та застосований в цьому розділі.

Основний підхід до комплексування акустичних і радіоакустичних систем зондування атмосфери, спрямований на підвищення точності оцінювання температури шляхом спільної обробки одержуваних з їх допомогою даних, які

визначають функціонально пов'язані між собою швидкість вітру і швидкість звуку [102]. Цей підхід має місце також при комплексуванні систем виду "профілер-РАЗ". При цьому система РАЗ здійснює вимірювання швидкості звуку, а профілер - вимірювання швидкості вітру, що дозволяє в результаті спільної обробки одержуваних даних знаходити більш точні значення температури зондуємого середовища. Такі види комплексування в силу природного апаратного і інформаційного доповнення систем одного виду іншим можуть забезпечити значний ефект на практиці.

Радіальну (по променю діаграми спрямованості) складову швидкості вітру при використанні моностатического акустичного локатора прийнято визначати із співвідношення

$$V = \frac{c_s}{2f_s} f_d, \quad (5.1)$$

де f_d - доплеровське зрушення частоти; f_s - частота зондуючого акустичного сигналу.

В (5.1) швидкість звуку c_s - це швидкість поширення акустичної хвилі в нерухомій атмосфері, яка визначається наступним чином - $c_s = a_K \sqrt{T_0}$, де a_K - коефіцієнт, що слабо залежить від складу повітря і його вологості. Насправді ж в реальному середовищі має місце перенесення повітряних мас, тому з урахуванням швидкості вітру швидкість звуку змінюється: $c_s = a_K \sqrt{T_0} + V$, де V - радіальна швидкість вітру.

Тоді, з урахуванням руху середовища, операційний вираз (5.1) буде виглядати інакше

$$V = \frac{(a_K \sqrt{T_0} + V)}{2f_s} f_d. \quad (5.2)$$

Похибка, що з'являється внаслідок зневаги членом $Vf_d/2f_s$, може бути усунена повністю, якщо операційний вираз для обчислення радіальної швидкості вітру отримати, вирішуючи (5.2) щодо швидкості вітру V . Тоді

$$V = \frac{a_K \sqrt{T} f_d}{2f_s - f_d}. \quad (5.3)$$

Джерелами методичної похибки в вираженні (5.3) є невизначеності в точці розсіювання величин a_K і T_0 . Значення сумарної методичної похибки, породженої цими факторами, визначається співвідношенням

$$\delta V = \frac{\Delta a_K V}{A} + \frac{\Delta T_0 V}{2T_0}.$$

При використанні формули (5.1) в комбінованій системі загальна методична помилка знаходження V визначається відкиданням члена $Vf_d/2f_s$, невизначеністю значень в точці вимірювання температури T_0 і коефіцієнта a_K . Потім, використовуючи отримане значення V , знаходять значення T_0 з виразу для визначення температури за допомогою системи радіоакустичного зондування, яке має вигляд

$$f_{de} = \frac{2(a_K \sqrt{T_0} + V)f_e}{c}. \quad (5.4)$$

При цьому в результатах обчислень також додатково присутня помилка через мінливість коефіцієнта a_K з висотою.

Як можна помітити, вираз (5.3) для обробки результатів вимірювань содара і вираз для обробки результатів вимірювань расдара (5.4) являють собою систему двох рівнянь щодо невідомих V і T_0 з параметром a_K

$$\begin{cases} f_d = \frac{2Vf_s}{a_K \sqrt{T_0} + V}, & f_{de} = \frac{2(a_K \sqrt{T_0} + V)f_e}{c}, \end{cases} \quad (5.5)$$

де f_{de} - доплеровське зміщення частоти радіосигналу, f_e - частота зондуючого радіосигналу, c - швидкість поширення радіохвиль.

Всі зазначені величини помилок при знаходженні швидкості вітру V можна виключити, якщо виразити члени $(a_K \sqrt{T_0} + V)$ з виразу (5.4) і підставити їх в перше рівняння (5.5). Тоді отримаємо операційний вираз для знаходження радіальної швидкості вітру в комплексній системі

$$V = \frac{f_d f_{de} c}{4 f_s f_e}. \quad (5.6)$$

Співвідношення для обчислення температури T_0 середовища при використанні вільного від методичних похибок значення швидкості вітру V , отримане з другого рівняння (5.5), має вигляд

$$T_0 = \left(\frac{f_{de} c}{2 f_e} - V \right)^2 \frac{1}{a_K^2}. \quad (5.7)$$

У виразі (5.7) єдиним джерелом методичної похибки залишається невизначеність параметра a_K вздовж траси зондування, який незначно залежить від вологості середовища.

Т.ч. при акустичному зондуванні атмосфери з метою зменшення похибки визначення радіальної швидкості вітру слід використовувати співвідношення (5.3). У комбінованій системі расдар-содар для обчислення швидкості вітру і температури слід використовувати відповідно формули (5.6) і (5.7). Застосування

отриманих операційних виразів особливо ефективно при визначенні похилих профілів температури комбінованою системою раддар-содар.

5.2 Дослідження впливу білого шуму на точність оцінки доплеровської частоти

У системах акустичного зондування найбільш важливим вимірюваним параметром є доплеровська частота, що несе інформацію про швидкість вітру. Активні і пасивні акустичні перешкоди можуть призвести до істотних погрешностей в оцінці частоти Доплера. У зв'язку з цим необхідно дослідити вплив шумів і перешкод на точність оцінок центральної частоти корисних розсіяних сигналів в присутності перешкод. Через складності теоретичного рішення, задачу визначення вносимої впливом перешкоди похибки пропонується визначати методом статистичного моделювання. Методом статистичного моделювання з використанням ПЕОМ експериментально досліджувався вплив шумів і корельованих завад на оцінку центральної частоти імітаційного сигналу з заданими характеристиками спектра. Відношення сигнал/шум визначалося як відношення дисперсії сигналу до дисперсії шуму

$$Q_1 = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{ш}^2},$$

де σ_c^2 – дисперсія сигналу, $\sigma_{ш}^2$ – дисперсія шуму.

Реалізації представляли собою процеси АР(2) отримані методом формуючого фільтра із заданими частотою піку і його шириною смуги. Для розрахунку коефіцієнтів АР(2) використовувалися вирази, що зв'язують задану частоту піку сигналу і параметри дійсної моделі АР [122]. Оцінки СЦП проводилася методами Юла-Уокера. Метод параметричної спектральної оцінки Юла-Уокера характеризується низькою дисперсією оцінки, відсутністю бічних

пелюсток, високою роздільною здатністю при коротких реалізаціях. Однак він вимагає попереднього розрахунку коефіцієнтів АР, враховує інформацію про сигнал, що міститься тільки в p -значеннях кореляційної функції. Якщо сигнал погано описується моделлю АР, то інформація про сигнал неточно враховується першими значеннями кореляційної функції. На точність оцінки коефіцієнтів АР може вплинути погана обумовленість кореляційної матриці, неточний вибір порядку моделі. При коротких реалізаціях роздільна здатність алгоритму Юла-Уокера найменша серед параметричних методів. Недоліки цього алгоритму можуть усуватися шляхом застосування більш досконалих методів розрахунку коефіцієнтів АР.

Проблеми використання методів спектральної оцінки вимагають аналізу ефективності їх використання для різних сигналів. Зокрема необхідно визначити їх чутливість до впливу шумів і перешкод. Тому в дисертаційній роботі проведено численні модельні експерименти по дослідженню оцінки частоти піку корисного сигналу в умовах перешкод.

Нижче всі експерименти проводилися з дійсними відліками сигналів, шумів і перешкод. У табл. 5.1 наведені результати дослідження впливу нормального білого шуму на значення оцінки центральної частоти для співвідношень сигнал/шум $Q_1 = 10$ дБ, $Q_1 = 0$ дБ, $Q_1 = -5$ дБ при різній кількості усереднень. Імітаційний корисний сигнал мав центральну частоту 5000 Гц і ширину смуги за рівнем половинної потужності 200 Гц. Порядок моделі АР в методі оцінки СЦП Юла-Уокера вибирався рівним 6. Вибірки мали довжину 500 відліків. Для підвищення точності оцінок центральної частоти відбитого корисного сигналу, вона оцінювалася в смузі 500 Гц зондуючого сигналу. Таким чином, ігнорувалися результати вимірювань швидкості вітру, що перевищували 34 м/с. При виборі більшої смуги щодо зондуючого сигналу можна розширити враховуючі величини швидкості вітру. У табл. 5.1 наведені оцінки середньої частоти і їх середньоквадратичне відхилення (СКВ).

Таблиця 5.1

Оцінки центральних частот сигналів для суміші з білим шумом при різній кількості усереднень

Сигнал/шум	Центральна частота	Число усереднень		
		10	50	100
Без шуму	f_c , Гц	5015±22	5018±23	5016±20
10дБ	f_c , Гц	5039±27	5027±32	4985±28
0дБ	f_c , Гц	5085±41	4954±41	5012±38
-5дБ	f_c , Гц	5209±123	5021±88	5014±89

Як показали результати модельних експериментів, вплив білого шуму на значення середньої частоти сильно залежить від відношення сигнал/шум. Як і слід було очікувати, при високому рівні шуму точність оцінки центральної частоти знижується і зростає дисперсія оцінки. При малому числі усереднень дисперсія оцінки центральної частоти, як правило, зростає. Цю обставину слід враховувати при усередненні оцінок центральної частоти за результатами декількох вимірів, щоб визначити на заданій висоті середню швидкість вітру.

Аналогічні експерименти були проведені для сигналів з центральною частотою 5000 Гц і шириною смуги 100 Гц для співвідношень сигнал/шум $Q_1 = 10$ дБ, $Q_1 = 0$ дБ, $Q_1 = -5$ дБ при різній кількості усереднень. Результати моделювання наведені в табл. 5.2. Дані, наведені в таблиці, показують, що характер впливу білого шуму на точність вимірювання центральної частоти сигналу залежить від ширини смуги частоти сигналу. Зі зменшенням смуги відбитого зондуючого сигналу точність оцінювання збільшується, а СКВ оцінки зменшуються.

Таблиця 5.2

Оцінки центральних частот сигналів для суміші з білим шумом при різних кількості усереднень

Сигнал/шум	Центральна частота	Число усереднень		
		10	50	100
Без шуму	$f_{ц}$, Гц	4965±22	5022±24	5015±19
10дБ	$f_{ц}$, Гц	4989±17	5006±19	5028±20
0дБ	$f_{ц}$, Гц	5087±42	5006±35	4999±38
-5дБ	$f_{ц}$, Гц	5247±112	4953±86	4971±78

Як зазначається в [100], при наявності білого шуму параметричні АР оцінки перестають бути точними, тому що сигнал при цьому необхідно моделювати моделлю авторегресії-ковзного середнього. Чим вище рівень шуму, тим більша складова ковзного середнього. Однак застосування моделі авторегресії-ковзного середнього в реальному масштабі часу має труднощі, так як вимагає більшого часу нелінійної обробки сигналу, перевірки адекватності отриманих рішень. Виникають при цьому складності і при покрокової адаптивної обробки сигналу. Тому зазвичай дають перевагу оцінці параметрів сигналу на основі АР моделі.

5.3 Дослідження впливу корельованих перешкод на точність оцінки доплеровської частоти

Вплив корельованої перешкоди на точність оцінки частоти відбитого сигналу залежить від багатьох параметрів перешкоди, від співвідношень частот і ширини смуг перешкоди і відбитого зондуючого сигналу. Результати експериментів, наведені в роботі, лише частково відображають результати такого впливу. Експерименти по оцінці частоти корисного сигналу проводилися для

однододової перешкоди з центральною частотою 6000 Гц і шириною смуги 200 Гц, а також перешкоди з частотою піку 6000 Гц і шириною смуги 500 Гц. Параметри спектру корисного сигналу були такі ж, як і в попередніх експериментах. Залежність оцінки центральної частоти корисного сигналу з частотою зондуючого сигналу 5000 Гц і шириною смуги 200 від числа усереднень при впливі корельованої перешкоди, представлена в табл. 5.3. Наведені дані свідчать про те, що корельована перешкода зміщує оцінку центральної частоти в сторону частоти моди СЦП перешкоди при малих значеннях сигнал/перешкода.

Таблиця 5.3

Оцінки центральних частот сигналів для суміші з корельованою перешкодою при різному числі усереднень

Сигнал/шум	Центральна частота	Число усереднень		
		10	50	100
Без шуму	$f_{ц}, \text{Гц}$	4990±17	5033±31	5040±31
10дБ	$f_{ц}, \text{Гц}$	4998±25	5032±36	4974±40
0дБ	$f_{ц}, \text{Гц}$	4935±267	5240±211	5501±228
-5дБ	$f_{ц}, \text{Гц}$	5501±80	5501±64	5501±69

Аналогічні результати отримані для сигналу з задаваною частотою зондуючого сигналу 5000 Гц шириною смуги 200 Гц і перешкоди з частотою піку 6000 Гц шириною смуги 500 Гц. Результати статистичних експериментів представлені в табл. 5.4.

Таблиця 5.4

**Оцінки центральних частот сигналів для суміші з корельованою
перешкодою при різній кількості усереднень**

Сигнал/шум	Центральна частота	Число усереднень		
		10	50	100
Без шуму	$f_{ц}, Гц$	4989±36	4966±32	5033±30
10дБ	$f_{ц}, Гц$	5028±50	5010±39	5021±47
0дБ	$f_{ц}, Гц$	4838±308	4895±154	4929±185
-5дБ	$f_{ц}, Гц$	4866±60	4945±184	4904±226

Порівняння даних табл. 5.1, 5.2, 5.3, і 5.4 показує, що корельована перешкода надає більший вплив на оцінку центральної частоти, ніж перешкода типу білого шуму.

Досліджувався також вплив адитивної корельованої перешкоди з різними центральними частотами і співвідношеннями сигнал/шум, рівними $Q_1 = 0$ дБ і $Q_1 = -5$ дБ на оцінку центральної частоти імітаційних зондуючих сигналів з центральними частотами 5000 Гц і шириною смуг 100 Гц і 300 Гц відповідно. Для оцінки СЦП застосовувався метод Юла-Уокера. Оцінки частоти піків отримані шляхом усереднення по 100 вибірках. Результати досліджень оцінки частоти для корисного сигналу з частотою 5000 Гц при співвідношеннях потужності сигнал/шум $Q_1 = 0$ дБ і $Q_1 = -5$ дБ наведені в табл. 5.5.

Для обраних частот перешкоди використовувані методи оцінки визначають два піки оцінки СЦП. Якщо корисний сигнал перевищує за потужністю перешкоду (табл. 5.5), то її вплив на оцінку частоти піку корисного сигналу невеликий. При цьому частота перешкоди оцінюється неточно. Частота перешкоди вибиралася вище і нижче частоти піку корисного сигналу. З ростом потужності перешкоди точність оцінки частоти піку корисного сигналу

знижується. Найбільш сильне зміщення частоти сигналу спостерігається, коли частота перешкоди знаходиться поблизу частоти корисного сигналу, а рівень перешкоди перевищує рівень корисного сигналу. В даному випадку це перешкоди з частотою 4000 Гц і 6000 Гц. Якщо частоти перешкоди і сигналу збігаються, то, як і слід було очікувати, вплив перешкоди на частоту корисного сигналу незначний.

Таблиця 5.5

Оцінки центральних частот сигналів для суміші з корельованою перешкодою при різній частоті перешкоди

Ширина смуги, Гц.	Сигнал/шум	$f_{ц}$ перешкоди					
		1000	2000	3000	4000	5000	6000
100	0 дБ	4998±17	5020±24	5037±27	5076±102	4999±20	4967±88
100	-5 дБ	5023±22	5047±22	5024±29	4501±255	5017±21	5056±279
300	0 дБ	5042±20	5012±25	5035±26	4501±90	5029±31	5028±86
300	-5 дБ	5020±22	5046±20	5034±30	4601±59	5006±31	5501±59

Експериментально, методом статистичного моделювання, досліджувався також вплив ширини смуги перешкоди на точність оцінювання частоти піку корисного сигналу. У першій серії експериментів центральна частота піку корисного сигналу становила 5000 Гц, а ширина смуги становила 100 Гц за рівнем 0,5 потужності. Частота піку перешкоди вибиралася рівною 3000 Гц, а ширина смуги змінювалася від 100 Гц до 600 Гц. Довжина вибірки була 500 відліків. Усереднення оцінки частоти проводилося по 100 вибірках. Порядок моделі АР вибирався рівним 6.

Результати експериментів представлені в табл. 5.6 для відношення сигнал/шум $Q_1 = 0$ дБ і $Q_1 = -5$ дБ $Q_1 = -10$ дБ. Як і слід було очікувати, з ростом ширини смуги перешкоди знижується точність оцінки центральної частоти

корисного сигналу і, як правило, зростає СКВ оцінки. При вузькополосній заваді не відбувається розділу сигналу та перешкоди і спостерігається один пік в спектрі.

Таблиця 5.6

Оцінки центральних частот сигналів для суміші з корельованою перешкодою при різній ширині смуги перешкоди

Співвідношення сигнал/перешкода	$f_{ц}$, перешкоди					
	100	200	300	400	500	600
0 дБ	5045±23	5083±25	5063±27	5049±26	5046±28	5073±27
-5 дБ	5040±28	5029±29	5086±31	4999±27	5017±40	5042±40
-10 дБ	5049±35	4999±25	4936±96	4947±111	4720±129	4501±180

Як випливає з даних таблиць, високий рівень перешкоди при вузькополосній заваді завищує оцінку центрального піку корисного сигналу. При збільшенні ширини смуги занижуються оцінки частоти піку корисного сигналу. Як і слід було очікувати, використовувані методи оцінки СЦП не завжди дозволяють розділити піки сигналу і перешкоди. При їх рівній потужності оцінка частоти зондуючого сигналу дорівнює приблизно середньоарифметичному значенню центральних частот сигналу і перешкоди. Використання методів оцінки частоти піку дає можливість розділити моди сигналу і перешкоди при вибраних параметрах сигналу і перешкоди. Однак в цьому випадку отримуємо менш точні оцінки центральної частоти. До того ж в реальних умовах досить важко розпізнати яка з мод відноситься до корисного сигналу, а яка до корельованої завади, якщо не відома апріорна інформація про перешкоду.

Аналіз проведених експериментів по дослідженню впливу нормального білого шуму і корельованої стаціонарної перешкоди на оцінку центральної частоти дозволяє зробити наступні висновки:

- Вплив перешкоди типу білого шуму на оцінку центральної частоти незначний і при усередненні за спектрами практично усувається.
- Наявність одномодової корельованої перешкоди зміщує оцінку центральної частоти корисного сигналу в бік частоти моди перешкоди.
- Оцінка СЦП за допомогою згладжуючих вікон не підвищує роздільну здатність сигналу і перешкоди. Можливість їх розділення залежить від різниці частот їх мод, довжини реалізації та довжини використовуваного вікна. Навіть при хорошому розділі сигналу і перешкоди, на оцінку центральної частоти істотно впливає наявність перешкоди.
- Вплив перешкоди зростає з ростом ширини її спектра.
- Проведені дослідження вказують на необхідність розробки і використання ефективних методів боротьби з корельованими випадковими перешкодами.

5.4 Вплив шуму в інформаційному каналі при використанні адаптивних решітчастих фільтрів для придушення акустичних перешкод

При роботі САЗ важливе значення має точність оцінки частоти відбитого сигналу при впливі акустичних перешкод. По доплеровському зміщенню частоти відбитого сигналу в САЗ визначають швидкість вітру в приземних шарах атмосфери. У дисертаційній роботі методом імітаційного моделювання проводилася оцінка середньої частоти піку СЦП корисного відбитого сигналу при впливі корельованих перешкод. Для придушення корельованої перешкоди в даному дослідженні використовувався адаптивний РФ. Для адаптації РФ застосовувався алгоритм на основі градієнтного спуску. Частота піку спектра визначалася за АР параметричною оцінкою СЦП. Параметрична оцінка СЦП сигналу обчислювалася за формулою (2.6).

Коефіцієнти АР були отримані методом найменших квадратів, стосовно до задачі лінійного передбачення, за допомогою системи рівнянь Юла-Уокера. У перешкодовому каналі присутня корельована перешкода і адитивний білий шум (4.2), в інформаційному каналі присутній оцінюваний корисний сигнал і та ж

адитивна перешкода (4.1). Отримані оцінки усереднювалися по 100 експериментах. Імітаційний корисний сигнал і корельована перешкода отримані за допомогою формуючих АР фільтрів із заданими частотами піків, методом, описаним в [122].

У табл. 5.7 представлені вибіркові оцінки частоти піку сигналу і СКВ оцінки при відсутності перешкоди і шуму в залежності від довжини вибірки при трьох різних ширинах смуг сигналу. Частота піку зондуєчого сигналу, що задавалася, у всіх експериментах становила 5000 Гц. Похибка в оцінці доплеровської частоти виникала як при генерації імітаційного сигналу обмеженої довжини, так і в процесі оцінювання частоти піку сигналу по параметричній СЦП. Дані, наведені в табл. 5.7, показують, що в діапазоні довжин вибірок від 100 до 1300 відліків, оцінка середньої частоти піку приблизно однакова. З ростом ширини смуги сигналу і зі зменшенням довжини вибірки зростає значення СКВ, що видається природним. Т.ч. можна вважати, що застосований метод генерації сигналу та оцінка частоти піку сигналу, дають досить точний результат і не впливають на отримані далі оцінки частоти піку сигналу в присутності перешкод і білого шуму.

Ідентичність інформаційного та перешкодового каналу дозволяє отримати завищені оцінки точності частоти відбитого сигналу. Неідентичність інформаційного та перешкодового каналів, наявність шуму в перешкодовому каналі може бути дуже різноманітними. В даному дослідженні неідентичність каналів моделювалася рівнем білого шуму в перешкодовому каналі, яка знижувала кореляцію перешкод в інформаційному і перешкодовому каналі. Це призводило до помітного зниження компенсації перешкоди в інформаційному каналі і, як наслідок, зменшувало точність оцінки доплеровської частоти корисного сигналу.

Таблиця 5.7

**Залежність оцінки частоти піку сигналу від довжини
вибірки і ширини смуги при відсутності перешкод і шуму**

Довжина вибірки	100	300	500	700	900	1100	1300
Ширина смуги	50	50	50	50	50	50	50
Оцінка частоти	4998	5001	5004	5001	5000	5001	5001
СКВ	67	23	15	12	10	10	10
Ширина смуги	200	200	200	200	200	200	200
Оцінка частоти	5005	5007	5005	5002	5000	5003	5001
СКВ	88	40	27	26	22	17	15
Ширина смуги	500	500	500	500	500	500	500
Оцінка частоти	5004	5001	5008	5003	4999	5000	5001
СКВ	135	65	44	39	37	28	31

При відсутності білого шуму в перешкодовому каналі, перешкоди в обох каналах сильно корельовані і можуть бути повністю компенсовані. Наявність білого шуму знижує взаємну кореляцію цих перешкод, що призводить до неповної компенсації перешкод і, як наслідок, до помилок в оцінюванні частоти піку корисного сигналу.

В дисертаційній роботі для адаптивного придушення перешкоди використовувався решітчастий фільтр з перешкодовим каналом. В інформаційному каналі присутній корисний сигнал з перешкодою. У

перешкодовому каналі була присутня та ж перешкода, але спотворена наявністю білого шуму. Відношення перешкода/шум в завадовому каналі визначалося як відношення дисперсії перешкоди до дисперсії шуму

$$Q_2 = \frac{\sigma_{\Pi}^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}$$

де σ_{Π}^2 – дисперсія перешкоди, $\sigma_{\text{ш}}^2$ – дисперсія шуму.

Графік, представлений на рис. 5.1, демонструє вплив співвідношення перешкода/білий шум Q_2 в перешкодовому каналі в децибелах на величину взаємної кореляції перешкод в інформаційному і перешкодовому каналах. Як показали експерименти, зниження рівня взаємної кореляції перешкод в обох каналах призводить до зростання помилок при оцінюванні частоти піку сигналу. Зростання кореляції перешкод в обох каналах призводить до зниження помилок оцінки частоти, що може привести до підвищеної точності оцінювання доплеровської частоти.

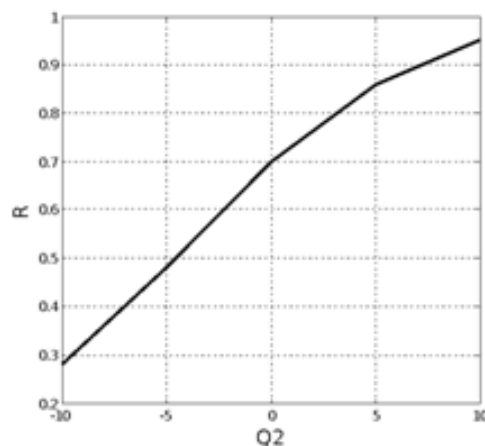


Рисунок 5.1 Взаємна кореляція перешкоди в інформаційному каналі і перешкоди з адитивним білим шумом в перешкодовому каналі

У наступній серії експериментів оцінювалася частота корисного сигналу і вплив на неї рівня білого шуму в перешкодовому каналі щодо потужності перешкоди. Зниження рівня шуму призводить до зростання взаємної кореляції перешкод в інформаційному і перешкодовому каналах, а, отже, веде до зростання придушення перешкоди. При зростанні придушення перешкоди точність оцінювання частоти сигналу зростає.

Для підвищення точності оцінювання частоти корисного сигналу не враховувалися значення оцінок частоти, перевищувалих відхилення частот від середнього значення оцінки частоти сигналу 5000 Гц на 500 Гц. Такі відхилення вважалися викидами і при оцінках ігнорувалися. Таким чином, не враховувалися значні пориви вітру, які з великою ймовірністю могли виявитися фіктивними, пов'язаними з помилками вимірювання. Вони можуть бути пов'язаними з помилками, що виникають в процесі розрахунку коефіцієнтів АР, викликаними поганою обумовленістю кореляційної матриці.

Як видно з графіка на рис. 5.2, з ростом рівня білого шуму в перешкодовому каналі точність оцінки середньої частоти сигналу знижується. Для генерації сигналу та отримання оцінки частоти використовувалася вибірка довжиною 100 відліків. У разі, коли в інформаційному каналі була присутня корельована перешкода, а не шум, відношення сигнал/перешкода визначалося як відношення дисперсії сигналу до дисперсії перешкоди

$$Q_1 = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{II}^2},$$

де σ_c^2 —дисперсія сигналу, σ_{II}^2 —дисперсія перешкоди. Частота перешкоди у всіх експериментах становила 4000 Гц, а її ширина смуги 300 Гц. Частота корисного сигналу дорівнювала 5000 Гц, а ширина смуги корисного сигналу була 200 Гц.

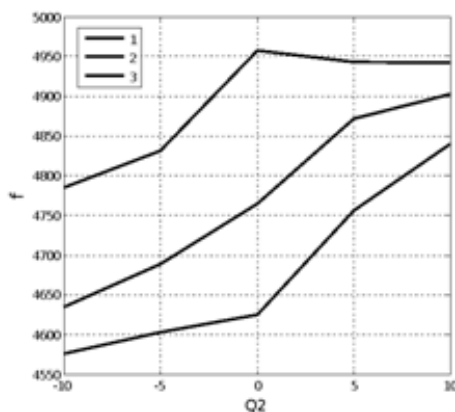


Рисунок 5.2 Оцінка частоти корисного сигналу при впливі шуму в перешкодовому каналі при частотах піків СЦП сигналу 5000 Гц і перешкоди 4000 Гц: 1 – при відношенні сигнал/перешкода $Q_1 = 10$ дБ, 2 – при відношенні сигнал/перешкода $Q_1 = 0$ дБ, 3 – при відношенні сигнал/перешкода $Q_1 = -5$ дБ

У наступній серії експериментів досліджувався вплив ширини смуги перешкоди на точність оцінки частоти піку сигналу. Довжина вибірки становила 100 відліків, ширина смуги сигналу 200 Гц. Як видно з рис. 5.3, з ростом ширини смуги перешкоди, точність оцінки середніх частот збільшувалася. Однак на точність оцінки частоти корисного сигналу більше впливав рівень білого шуму в перешкодовому каналі.

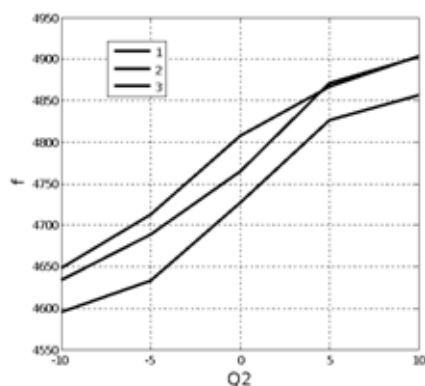


Рисунок 5.3 Оцінка частоти корисного сигналу при впливі шуму в перешкодовому каналі при частоті піку сигналу 5000 Гц, перешкоди 4000 Гц, 1 – при ширині смуги перешкоди 50 Гц, 2 – при ширині смуги перешкоди 300 Гц, 3 – при ширині смуги перешкоди 500 Гц

Досліджувався також вплив частоти перешкоди на оцінку частоти корисного сигналу. Результати експериментів представлені на рис. 5.4. З ростом відмінності частот перешкоди і сигналу і зниженні співвідношення перешкода/шум, точність оцінюваної частоти знижується. Відзначимо, що при частоті перешкоди 3500 Гц з ростом Q_2 точність оцінки частоти корисного сигналу зростає. Але це викликано зниженням кількості врахованих результатів оцінювання через обмеження оцінок частоти корисного сигналу, що перевищували відхилення частот від середнього значення оцінки частоти сигналу 5000 Гц на 500 Гц. Оцінка частоти корисного сигналу проводилася тільки для тих вибірок, у яких частота потрапляла в смугу ± 250 Гц від частоти зондуємого сигналу. Для малих Q_2 оцінка частоти корисного сигналу проводилася по 92 експериментам при $Q_2 = -5$ дБ і по 40 експериментам при $Q_2 = -10$ дБ. Всі інші результати експериментів не враховувалися. Тому з зростанням Q_2 вплив перешкод в 3500 Гц було меншим, ніж для частот 4000 Гц і 4500 Гц.

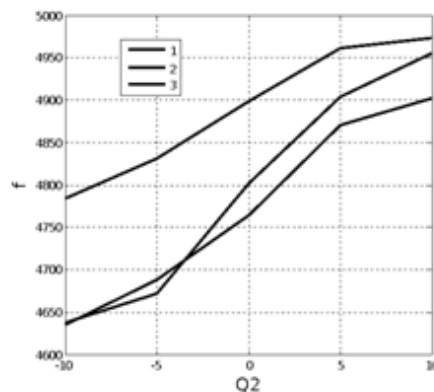


Рисунок 5.4 Оцінка частоти корисного сигналу при впливі шуму в перешкодовому каналі: 1 – при частоті піку перешкоди 4500 Гц, 2 – при частоті піку перешкоди 4000 Гц, 3 – при частоті піку перешкоди 3500 Гц. Довжина вибірки 100, відношення сигнал/перешкода 0 дБ

5.5 Експериментальне дослідження адаптивних решітчастих фільтрів для придушення імітаційних акустичних перешкод

У дисертаційній роботі проводилися дослідження методом статистичного моделювання на ПЕОМ з вивчення основних властивостей адаптивного РФ. Для придушення перешкоди використовувався адаптивний РФ, коефіцієнти відбиття якого розраховувалися методом найменших квадратів за алгоритмом РНК, представленому в розділі 4. Дослідження проводилися для частоти зондування 5000 Гц. За допомогою методів, описаних в розділі 2, формувалися випадкові сигнали із заданими спектральними характеристиками, що імітують корисний сигнал і активну перешкоду. Далі вони складалися з заданим співвідношенням сигнал/шум Q_1 . У кожному експерименті аналізувалися 100 вибірок суміші сигналів і перешкод. При цьому оцінювалося середнє значення частоти сигналу і СКВ оцінки.

Оцінювання середньої частоти проводилося наступним способом. Частота корисного сигналу визначалася по максимуму СЦП в смузі ± 250 Гц від частоти зондуючого сигналу. Таким способом досягалося значне уточнення вимірювань частоти сигналу і ігнорувалися викиди частоти.

Для придушення перешкоди застосовувався дволанковий РФ, відповідний моделі $AR(2)$ одномодової перешкоди. Для оцінювання частоти сигналу застосовувався параметричний метод оцінки AR СЦП.

У табл. 5.8 - 5.10 наведені результати оцінювання середньої частоти корисного сигналу і СКВ оцінки після фільтрації перешкоди з центральними частотами спектра 1, 3, 5 і 6 кГц і шириною смуги 100 Гц при використанні різних довжин вибірок. Як і слід було очікувати, точність оцінки частоти залежить від довжини вибірки. При малій довжині вибірки (50 відліків), на точність оцінки може впливати також інтервал адаптації РФ. Мінімальні помилки в оцінці центральної частоти виходять при 2-му порядку фільтра, що відповідає порядку моделі AR перешкоди. Точність оцінки залежить від довжини вибірки, яка подається на вхід РФ. На точність оцінок також впливає значення Q_2 . Зауважимо,

що якщо центральна частота перешкоди і сигналу збігається, то спостерігається максимальне СКВ оцінки доплерівської частоти.

Таблиця 5.8

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною частотою і відносінах сигнал/перешкода за умов: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у виборці 50, $Q_2 = -5$ дБ

Q_1 (дБ)		10	5	0	-5	-10	-15	-20
$F_n =$ 6 кГц	F_c СКВ	5092 117	4902 204	5501 254	5501 217	5501 209	5501 140	5501 179
$F_n =$ 5 кГц	F_c СКВ	5213 302	5008 307	4628 298	4906 226	5005 189	4845 168	4640 195
$F_n =$ 3 кГц	F_c СКВ	4896 157	4861 233	4501 291	4501 404	5501 401	5001 410	4501 427
$F_n =$ 1 кГц	F_c СКВ	4984 164	5148 198	4995 205	5143 238	5140 237	4678 259	4752 275

Таблиця 5.9

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих перешкод з різною частотою і відносінах сигнал/перешкода за умов: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у виборці 150, $Q_2 = -5$ дБ

Q_1 (дБ)		10	5	0	-5	-10	-15	-20
$F_n =$ 6 кГц	F_c СКВ	4974 73	5136 87	5257 159	5501 112	5501 43	5501 28	5501 24
$F_n =$ 5 кГц	F_c СКВ	5141 130	4934 172	4942 121	5041 94	5155 71	5177 98	4984 102
$F_n =$ 3 кГц	F_c СКВ	4972 78	4819 93	4518 196	4501 325	5281 345	5211 355	5126 370
$F_n =$ 1 кГц	F_c СКВ	4965 62	5005 59	4989 83	4769 132	4995 135	4976 132	4965 159

Таблиця 5.10

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих перешкод з різною частотою і відносінах сигнал/перешкода за умов: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у виборці 500, $Q_2 = -5$ дБ

Q_1 (дБ)		10	5	0	-5	-10	-15	-20
$F_{\Pi} =$	F_c	4959	5070	5247	5501	5501	5501	5501
6 кГц	СКВ	46	60	107	46	27	0	0
$F_{\Pi} =$	F_c	5106	5029	4983	4978	5011	5004	5036
5 кГц	СКВ	58	69	57	44	32	33	22
$F_{\Pi} =$	F_c	5024	4936	4981	4971	5007	4946	5331
3 кГц	СКВ	30	48	92	204	275	275	307
$F_{\Pi} =$	F_c	5014	4970	4951	4939	4895	4994	4501
1 кГц	СКВ	34	36	42	45	66	102	110

Ефективність системи придушення перешкоди на РФ істотно зростає, якщо інформаційний і перешкодовий канали незначно відрізняються. Це відповідає великому співвідношенню перешкода/шум в перешкодовому каналі. В табл. 5.11 наведені результати оцінювання доплеровської частоти при $Q_2 = 10$ дБ. Як видно з даних табл. 5.11 точність оцінювання доплеровської частоти в таких системах стає досить значною, менше 1%. Таким чином, точність оцінювання доплеровської частоти можна істотно підвищити шляхом досягнення ідентичності інформаційного та перешкодового каналів.

Таблиця 5.11

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною частотою і відносинах сигнал/перешкода за умов: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у вибірці 500, $Q_2=10$ дБ

Q_1 (дБ)		10	5	0	-5	-10	-15	-20
$F_n =$ 6 кГц	F_c СКО	4988 25	4990 30	5012 31	5060 34	5037 36	5008 36	5016 38
$F_n =$ 5 кГц	F_c СКВ	4964 54	5011 54	5028 37	4967 37	5015 33	5012 29	5018 30
$F_n =$ 3 кГц	F_c СКВ	5026 33	5010 26	5037 32	4988 29	5010 32	4990 31	5085 34
$F_n =$ 1 кГц	F_c СКВ	5003 29	5062 30	5015 31	4995 28	5030 29	5060 28	5001 30

В табл. 5.12 – 5.14 наведені результати оцінювання середньої частоти корисного сигналу і середньоквадратичного відхилення оцінки після фільтрації перешкоди з центральними частотами спектра поблизу частоти зонduючого сигналу при використанні різних довжин вибірок. Частота зонduючого сигналу становила 5000 Гц і з шириною смуги 100 Гц. Як і слід було очікувати, точність оцінки частоти залежить від довжини вибірки. При малій довжині вибірки (50 відліків), на точність оцінки може впливати також інтервал адаптації РФ. З таблиць слідує, що мінімальні помилки в оцінці центральної частоти виходять при 2-му порядку фільтра, що відповідає порядку моделі АР перешкоди. На точність оцінок також впливає Q_2 . Зауважимо, що якщо центральна частота перешкоди і сигналу збігається, то спостерігається мінімальна точність оцінки частоти.

У табл. 5.12 – 5.14 представлені дані по фільтрації перешкоди, що має енергетичний спектр, який або перекривається зі спектром корисного сигналу або

розташований в безпосередній близькості від нього. З таблиці випливає, що розглянута схема фільтра забезпечує достатню якість фільтрації перешкоди навіть у випадках перекриття частотних спектрів сигналу і перешкоди.

Таблиця 5.12

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною центральною частотою і шириною смуги при умовах: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у вибірці 100, $Q_1 = 0$ дБ, $Q_2 = -5$ дБ

F_{Π}		4500	4700	4800	4900	5100	5200	5300	5500
$\Delta F_{\Pi} =$ 300Гц	F_c	5001	4509	5124	5099	4981	5072	4578	4953
	СКВ	223	219	206	239	226	247	241	248
$\Delta F_{\Pi} =$ 500Гц	F_c	5029	4901	5033	5212	5050	5364	5501	5380
	СКВ	240	251	261	209	222	224	242	211

Таблиця 5.13

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною центральною частотою і шириною смуги при умовах: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у вибірці 150, $Q_1 = 0$ дБ, $Q_2 = -5$ дБ

F_{Π}		4500	4700	4800	4900	5100	5200	5300	5500
$\Delta F_{\Pi} =$ 300Гц	F_c	4799	4875	4934	5163	5097	5000	5157	5081
	СКВ	80	82	86	93	107	90	110	84
$\Delta F_{\Pi} =$ 500Гц	F_c	5010	4858	5007	5029	4913	5065	4938	5265
	СКВ	104	92	91	94	102	97	98	97

Таблиця 5.14

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад різною центральною частотою і шириною смуги при умовах: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у вибірці 500, $Q_1=0$ дБ, $Q_2=-5$ дБ

F_{Π}		4500	4700	4800	4900	5100	5200	5300	5500
$\Delta F_{\Pi}=300$ Гц	F_c	4887	4994	4883	5050	5042	5047	5011	5067
	СКО	43	43	41	44	48	49	38	43
$\Delta F_{\Pi}=500$ Гц	F_c	4908	4936	4938	4976	5041	5010	5024	5134
	СКО	52	47	41	41	47	48	46	48

У табл. 5.15 – 5.17 представлені результати моделювання, що дозволяють з'ясувати залежність якості фільтрації від ширини смуги спектра перешкоди. Оцінки центральної частоти корисного сигналу проводилися на фоні корельованих завад з різною шириною смуги центральної частоти за умов: частота основного сигналу 5 кГц, частота перешкоди 3 кГц, $Q_1=0$ дБ і $Q_1=-5$ дБ. У всіх експериментах було $Q_2=-5$ дБ. Ширина смуги перешкоди слабо впливає на точність оцінки частоти при вибірках достатньої довжини.

Таблиця 5.15

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною шириною смуги центральної частоти за умов: частота основного сигналу 5 кГц, частота перешкоди 3 кГц, кількість відліків у вибірці 50, $Q_1=0$ дБ і $Q_1=-5$ дБ, $Q_2=-5$ дБ

ΔF_{Π}		100	200	400	700	900	1100	1300	1500
$Q_1=0$ дБ	F_c	4790	4981	4501	4962	5018	4915	5135	4936
	СКВ	201	235	185	205	211	192	214	277
$Q_1=-5$ дБ	F_c	4501	4564	5071	5501	5247	5501	5300	4501
	СКВ	249	272	259	232	261	266	238	259

Таблиця 5.16

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною шириною смуги центральної частоти за умов: частота основного сигналу 5 кГц, частота перешкоди 3 кГц, кількість відліків у вибірці 150, $Q_1=0$ дБ і $Q_1=-5$ дБ, $Q_2=-5$ дБ

ΔF_{Π}		100	200	400	700	900	1100	1300	1500
$Q_1=0$ дБ	F_c	5066	5032	4991	5055	5058	4958	4986	5228
	СКВ	94	98	83	89	77	85	92	84
$Q_1=-5$ дБ	F_c	5143	4976	4955	5090	4811	4953	5041	5026
	СКВ	143	119	114	106	93	115	99	109

Таблиця 5.17

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною шириною смуги центральної частоти за умов: частота основного сигналу 5 кГц, частота перешкоди 3 кГц, кількість відліків у вибірці 500, $Q_1=0$ дБ і $Q_1=-5$ дБ, $Q_2=-5$ дБ

ΔF_{Π}		100	200	400	700	900	1100	1300	1500
$Q_1=0$ дБ	F_c	4964	5038	5024	5009	4980	5013	4993	4964
	СКВ	38	46	38	39	31	41	38	40
$Q_1=-5$ дБ	F_c	4951	5041	4996	4971	5011	4945	4980	4960
	СКВ	55	54	58	49	46	45	48	53

В табл. 5.18 – 5.20 представлені результати експериментів по оцінці центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною шириною смуги при різних співвідношеннях сигнал/перешкода при наступних умовах: частота основного сигналу 5 кГц, частота перешкоди 3 кГц, кількість відліків у вибірці – 50, 150 і 500. Дані, наведені в таблицях, показують, що

точність оцінки доплеровської частоти не залежить від ширини смуги перешкоди, при придушенні адаптивним РФ з перешкодовим і інформаційним каналом при великих довжинах виборки.

Таблиця 5.18

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною шириною смуги і співвідношенні сигнал/перешкода за умов: частота основного сигналу 5 кГц, частота перешкоди 3 кГц, кількість відліків у вибірці 50, $Q_2 = -5$ дБ

Q_1 (дБ)		10	5	0	-5	-10	-15	-20
$\Delta F_{\Pi} =$ 300Гц	F_c СКВ	4800 142	4999 157	5203 205	4521 286	4587 291	5217 318	4612 331
$\Delta F_{\Pi} =$ 1кГц	F_c СКВ	5041 172	5019 165	5141 216	4881 228	5115 264	4868 315	5207 306

Таблиця 5.19

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною шириною смуги і співвідношенні сигнал/перешкода за умов: частота основного сигналу 5 кГц, частота перешкоди 3 кГц, кількість відліків у вибірці 150, $Q_2 = -5$ дБ

Q_1 (дБ)		10	5	0	-5	-10	-15	-20
$\Delta F_{\Pi} =$ 300Гц	F_c СКВ	5092 50	4993 66	5066 84	4845 120	4946 171	4911 197	4907 209
$\Delta F_{\Pi} =$ 1кГц	F_c СКВ	4969 98	4960 110	4969 106	4971 102	4961 118	5025 166	4990 188

Таблиця 5.20

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад з різною шириною смуги і співвідношенні сигнал/перешкода за умов: частота основного сигналу 5 кГц, частота перешкоди 3 кГц, кількість відліків у вибірці 500, $Q_2 = -5$ дБ

Q_1 (дБ)		10	5	0	-5	-10	-15	-20
$\Delta F_{\Pi} =$ 300Гц	F_c СКВ	5027 24	5002 30	4971 42	4948 64	5035 60	5097 88	5098 127
$\Delta F_{\Pi} =$ 1кГц	F_c СКВ	5046 30	5027 30	5006 36	5010 56	5133 63	5017 80	5117 119

Як відомо [116], градієнтний метод розрахунку коефіцієнтів відбиття РФ має більшу, порівняно з рекурсивним найменших квадратів, довжину адаптації. Його перевагою є малі обчислювальні витрати. У табл. 5.21 наведені оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад при використанні адаптивного решітчастого фільтру на основі градієнтного методу з різною частотою перешкоди і співвідношенні сигнал/перешкода від 10 дБ до - 20 дБ за умов: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у вибірці 150. Якщо при малих довжинах вибірки РФ з розрахунком коефіцієнтів відбиття за методом найменших квадратів має перевагу, то вже при довжині вибірки 300 відліків ця перевага зникає. Очевидно, що після адаптації точність розрахунку коефіцієнтів відбиття збігається. Ширина смуги перешкоди становила 100 Гц.

Таблиця 5.21

Оцінки центральної частоти корисного сигналу на фоні корельованих завад при використанні адаптивного решітчастого фільтру на основі градієнтного методу з різною частотою перешкоди і відношенні сигнал/перешкода за умов: частота основного сигналу 5 кГц, кількість відліків у вибірці 150, $Q_2 = -5$ дБ

Q_1 (дБ)		10	5	0	-5	-10	-15	-20
F_{Π} 6 кГц	F_c СКВ	5004 33	5091 44	5331 76	5501 20	5501 1	5501 100	5501 141
F_{Π} 5 кГц	F_c СКВ	5016 37	4926 38	5058 35	4994 36	4991 29	5021 28	4501 82
F_{Π} 3 кГц	F_c СКВ	4992 36	4963 52	4956 102	5150 128	5180 127	5204 176	4855 214
F_{Π} 1 кГц	F_c СКВ	5053 28	4976 29	5017 33	4919 36	4987 37	4984 66	4991 131

5.6 Експериментальне дослідження адаптивних решітчастих фільтрів для придушення акустичних перешкод, створюваних авіалайнерами

В роботі проведені експерименти по визначенню впливу потужних шумів літаків на оцінку центральної частоти модельованого одномодового відбитого зондуючого сигналу. Частота корисного сигналу збігалася з однією з мод спектра шуму літака. Отже, розглядався найбільш несприятливий випадок в співвідношенні частот зондуючого сигналу і корелірованої перешкоди від літака. Для підвищення роздільної здатності оцінки спектра перешкоди, на попередньому етапі, вибиралися великі порядки моделі АР. Таким способом вдалося оцінити частоти мод перешкод з найбільшою потужністю поблизу нульової частоти. Число ланок РФ дорівнювало порядку моделі АР відповідної перешкоди, створюваного шумом літака.

Далі представлені результати експериментальних досліджень, які дозволяють оцінити ефективність наведеного алгоритму для придушення нестационарних акустичних перешкод. При відсутності білого шуму в перешкодовому каналі, перешкоди в обох каналах сильно корельовані і можуть бути повністю компенсовані адаптивним фільтром. Наявність білого шуму знижує взаємну кореляцію цих перешкод, що призводить до неповної компенсації перешкод і, як наслідок, до помилок в оцінюванні частоти піку сигналу. Графік, представлений на рис. 5.5, демонструє вплив співвідношення перешкода/білий шум в децибелах на величину взаємної кореляції перешкод в інформаційному і перешкоджаючі каналах.

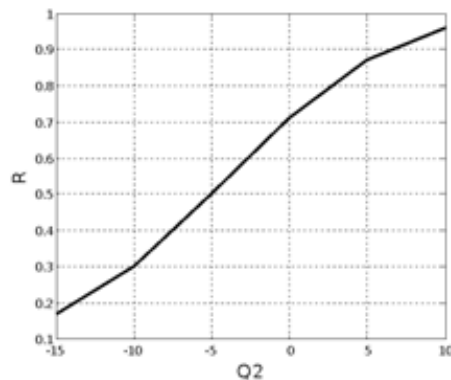


Рисунок 5.5 Взаємна кореляція перешкоди в інформаційному каналі і перешкоди з адитивним білим шумом в перешкодовому каналі

Як показали експерименти, зниження рівня взаємної кореляції перешкод в обох каналах призводить до зростання помилок при оцінюванні частоти піку сигналу. На рис. 5.6 представлені типові АР(3) СЦП, адаптивного РФ при $Q_1 = -5$ дБ і $Q_2 = -10$ дБ для перешкоди, створюваної авіалайнером Boeing 707. Перешкода на нульовій частоті повністю не придушилася РФ і має більший рівень на нульовій частоті, ніж корисний сигнал поблизу частоти зондуючого сигналу. Тому пошук максимуму в СЦП і оцінка його частоти призведе до помилок вимірювань частоти корисного сигналу, зростання СКВ його оцінки.

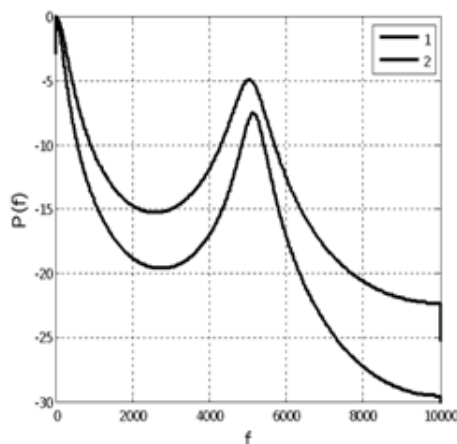


Рисунок 5.6 Параметричні оцінки СЦП за моделями $AR(3)$ адаптивного МНК РФ при $Q_1 = -5$ дБ і $Q_2 = -10$ дБ для перешкоди від Boeing 707: 1 – на вході РФ, 2 – на виході РФ

Імітаційний зонduючий сигнал з частотою піку 5000 Гц і шириною смуги 200 Гц отриманий за допомогою формуючого АР фільтра методом, описаним в [122]. В експериментах оцінювалася частота піку корисного сигналу, зміщеного корельованою перешкодою, створюваною авіалайнерами. Перешкода придушувалася адаптивними фільтрами. Отримані оцінки частоти корисного сигналу усереднювалися по 100 експериментах. Виміри проводилися за послідовно розташованим виборкам перешкоди довжиною по 500 відліків. Т.ч. вимірювання проводилися при адаптивному придушенні шуму від авіалайнерів для виборки загальною довжиною 50000 відліків.

Результати вимірювань частоти імітаційного корисного сигналу при придушенні перешкод від Boeing 707 наведені в табл. 5.22. Придушення звукової перешкоди від Boeing 707 здійснювалося РФ з адаптацією по МНК і по методу РНК, а також з використанням фільтрів АР передбачення з адаптацією по МНК і по методу РНК. Оцінки частоти проводилися при різних Q_1 . При значеннях $Q_1 > -5$ дБ оцінки частоти піку корисного сигналу були набагато точніше.

Таблиця 5.22

**Оцінки частоти корисного сигналу при використанні РФ з адаптацією по
МНК для перешкоди від Boeing 707 при $Q_1 = -5$ дБ**

МНК РФ Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_c (Гц)	4995	5018	5058	5056	5137	5131	4944
Δf_c (Гц) СКВ	33	40	67	85	105	132	198
РНК РФ Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_c (Гц)	5050	5009	4957	4932	5063	5124	5042
Δf_c (Гц) СКВ	37	39	50	88	125	147	170
МНК АР Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_c (Гц)	5032	4984	4929	5254	4945	5174	5086
Δf_c (Гц) СКВ	42	91	140	190	251	260	249
РНК АР Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_c (Гц)	5047	5041	5028	5075	4501	4501	-
Δf_c (Гц) СКВ	33	41	63	104	333	450	-

Для перешкод, створюваних авіалайнерами Boeing 747 і Boeing 767 результати оцінки частоти корисного сигналу аналогічні, тому що у них схожі СЦП. У разі перешкод, створюваних авіалайнерам Boeing 737, також отримані результати оцінок частоти корисного сигналу. Вони виявилися дещо гірше, ніж для інших авіалайнерів. У табл. 5.23 наведені результати оцінок, отримані при використанні адаптивних АР фільтрів і РФ.

Таблиця 5.23

**Оцінки частот піків для адаптивних РФ і АР фільтрів для шуму від
Boeing 737 при $Q_1 = -5$ дБ**

МНК РФ Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_c (Гц)	4978	4944	4930	4715	4689	4501	4501
Δf_c (Гц) СКВ	35	45	130	249	240	404	286
РНК РФ Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_c (Гц)	5023	4998	5019	5031	4501	4683	4501
Δf_c (Гц) СКВ	35	40	103	219	294	269	288
МНК АР Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_c (Гц)	4934	4937	4938	5099	4501	4501	4501
Δf_c (Гц) СКВ	35	61	161	254	232	259	194
РНК АР Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_c (Гц)	4985	4970	4855	4501	4762	4501	-
Δf_c (Гц) СКВ	43	46	107	244	381	461	-

Аналіз результатів, наведених в таблицях 5.22 і 5.23, показує перевагу РФ перед АР фільтрами передбачення. Застосування процедури оцінювання частоти піку, розташованого поблизу частоти зондуючого сигналу, дозволяє поліпшити точність оцінки. Однак при цьому можна втратити оцінки доплерівського зсуву частоти, створювані сильними поривами вітру.

Аналіз експериментальних даних свідчить про те, що поведінка активної перешкоди в системах акустичного зондування істотно відрізняється від поведінки аналогічного типу перешкод в радіолокації. Тому застосування радіолокаційних методів придушення пасивних перешкод в акустичних системах малоефективно, вимагає ускладнення апаратури і пов'язане з великими матеріальними витратами.

В результаті досліджень встановлено факт і причини зміщення центральної частоти корисного розсіяного акустичного сигналу після відбілювання перешкоди за допомогою відбілюючих АР фільтрів. Запропоновані алгоритми обробки сигналів дозволяють зменшити максимальну відносну похибку в оцінці центральної частоти корисних сигналів для типових спектральних параметрів сигналу і перешкоди.

Застосування адаптивного решітчастого фільтру з перешкодовим каналом забезпечує ефективну роботу системи акустичного зондування навіть в тих випадках, коли корисний сигнал і активна перешкода перекриваються по частоті. При цьому не відбувається істотного погіршення точності оцінки центральної частоти корисного сигналу, але збільшується на кілька відсотків середньоквадратичне відхилення отриманих результатів оцінки.

У табл. 5.24 наведені оцінки частоти корисного сигналу при використанні адаптивного РФ при $Q_1 = -5$ дБ для шуму Боїнга 707, Боїнга 737, Боїнга 747 і Боїнгу 767. Як видно з таблиці, результати оцінювання середньої частоти корисного сигналу задовільні навіть при низьких співвідношеннях перешкода/шум. Найгірші результати отримані для багатомодової перешкоди від Боїнга 737.

Якість фільтрації адаптивного РФ з перешкодовим каналом погіршується при фільтрації перешкод з більшою шириною смуги. При фільтрації більш широкосмугових перешкод збільшується співвідношення сигнал/шум, при якому забезпечується необхідна точність вимірювань центральної частоти корисного сигналу [123].

Таблиця 5.24

Оцінки частоти корисного сигналу при використанні решітчастого фільтра при $Q_1 = -5$ дБ для шуму від Боїнгів

Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_{c1} (Гц)	5011	4931	5078	5115	5100	4995	5082
Δf_{c1} (Гц)	36	39	62	96	133	168	186
f_{c2} (Гц)	4966	4994	4780	4602	5185	5299	4501
Δf_{c2} (Гц)	34	46	97	220	274	309	282
f_{c3} (Гц)	5014	4993	5004	4988	4954	4973	4557
Δf_{c3} (Гц)	29	35	40	69	114	150	158
f_{c4} (Гц)	4973	4998	4950	5006	5005	5055	4969
Δf_{c4} (Гц)	33	37	45	78	102	111	157

5.7 Експериментальне дослідження адаптивних решітчастих фільтрів для придушення акустичних перешкод, створюваних дощем, швидким поїздом, автотрасою

У дисертаційній роботі досліджувалися можливості використання адаптивних РФ [123] для придушення акустичних перешкод, що зустрічаються при роботі САЗ. Для адаптації використовувався градієнтний метод найменших квадратів. Частота піку спектра сигналу визначалася по АР параметричної оцінки СЦП.

На рис. 5.7 і рис. 5.8 показані оцінки СЦП акустичних перешкод, створюваних шумом дощу, швидкого поїзда, шумом автомобіля на засніженій дорозі і шумом автомобіля на міській автотрасі. Найбільш потужний пік на всіх спектрах розташований на низькій частоті поблизу нульової частоти. СЦП шуму дощу близька до спектру білого шуму.

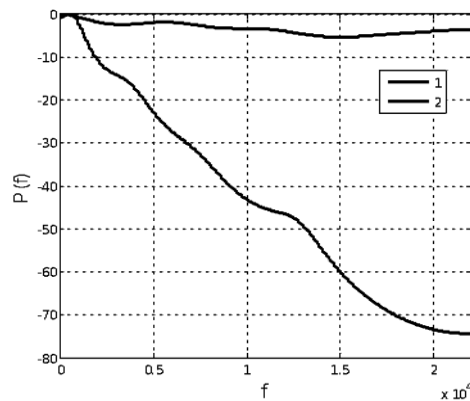


Рисунок 5.7 Параметричні АР оцінки спектрів перешкод: 1 – дощ АР(8),
2– швидкий поїзд АР(8)

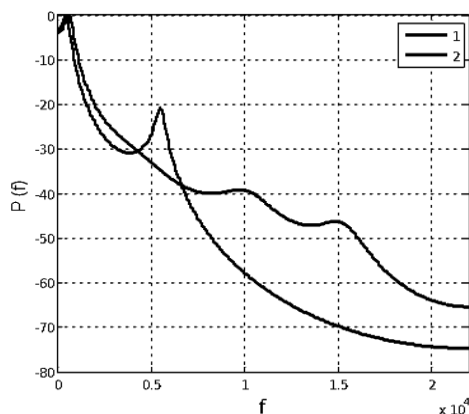


Рисунок 5.8 Параметричні АР оцінки спектрів перешкод: 1 – засніжена дорога АР(8), 2 – міська дорога АР(4)

Результати вимірювань частоти імітаційного корисного сигналу та їх середньоквадратичне відхилення при придушенні чотирьох, зазначених вище перешкод, наведені в табл. 5.25. В експериментах оцінювалася частота піку корисного сигналу з заданою частотою піку 5000 Гц і шириною смуги 200 Гц, зміщеного корельованою перешкодою. Отримані оцінки частоти корисного сигналу довжиною 500 відліків, усереднювалися по 100 експериментам. Оцінки частоти проводилися при різних співвідношеннях перешкода/білий шум Q_2 , при фіксованому значенні співвідношення корисний сигнал/перешкода Q_1 . Дані таблиці показують на прийнятні результати оцінювання середньої частоти корисного сигналу.

Таблиця 5.25

Оцінки частоти корисного сигналу при використанні решітчастого фільтра при $Q_1 = -5$ дБ

Q_2 (дБ)	10	5	0	-5	-10	-15	-20
f_{cl} (Гц)	5037	4985	5025	4984	4929	5029	4987

Продовж. табл.5.25

$\Delta f_{c1}(\Gamma_{\Pi})$	33	41	49	83	83	144	168
$f_{c2}(\Gamma_{\Pi})$	5061	5015	4948	5032	4962	5081	4989
$\Delta f_{c2}(\Gamma_{\Pi})$	30	32	35	45	45	116	158
$f_{c3}(\Gamma_{\Pi})$	5007	4965	4967	5040	4967	4996	4751
$\Delta f_{c3}(\Gamma_{\Pi})$	30	36	34	44	68	94	148
$f_{c4}(\Gamma_{\Pi})$	5042	5002	4991	5027	4899	5101	4985
$\Delta f_{c4}(\Gamma_{\Pi})$	25	34	39	47	79	120	199

Висновки до розділу 5

У розділі досліджувався вплив стаціонарного нормального білого шуму на оцінку центральної частоти зондуючого сигналу. Результати досліджень показали:

- вплив перешкоди типу білого шуму менш значне, ніж для всіх типів корельованих завад;
- вплив перешкоди може бути зменшено шляхом їх усунення фільтрацією за оцінками СЦП.

Вплив корельованої перешкоди на оцінку частоти зондуючого сигналу залежить від багатьох факторів: потужності перешкоди, рівня шуму в перешкодовому каналі, частоти піків перешкоди, ширини смуги перешкоди, числа усереднень вимірювань. Сукупність цих факторів часто по-різному впливає на точність оцінювання доплеровської частоти. Крім нестационарності перешкоди, складний характер впливу різних статистичних характеристик на точність оцінювання доплеровської частоти вказує на необхідність використання адаптивних методів придушення акустичних перешкод.

У дисертаційній роботі досліджувалися можливості зниження рівня перешкод від різних акустичних перешкод: чотирьох типів авіалайнерів Боїнг, швидкого поїзда, дощу, шуму автотранспорту, що рухається по засніженій дорозі та міській автотрасі. Аналіз отриманих результатів показує, що використання пристроїв придушення перешкод на РФ з перешкодовим каналом помітно підвищує точність оцінювання частоти відбитого сигналу. При цьому найбільш ефективним є РНК метод адаптації РФ.

ВИСНОВКИ ДО ДИСЕРТАЦІЇ

У дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-прикладна задача удосконалення методів адаптивного придушення акустичних перешкод фільтрами лінійного передбачення в системах дистанційного акустичного зондування атмосфери, що забезпечують ефективне функціонування систем в умовах швидкоплинної перешкодової обстановки.

1. Проведений аналіз літературних джерел за темою дисертаційної роботи показує, що широко застосовані і досліджувані в радіолокації методи адаптивної просторово-часової обробки практично не використовуються в акустичному зондуванні атмосфери. Відповідно до цього, питання удосконалення існуючих методів для побудови системи адаптивної обробки акустичних сигналів, з урахуванням специфіки акустичних перешкод, є актуальним завданням в даний час і вимагають додаткових досліджень.

2. Для вирішення завдання придушення акустичних завад з використанням цифрової обробки випадкових сигналів, раціонально використовувати моделі лінійного передбачення, що мають ряд переваг. До них, зокрема, відносяться асимптотично повний опис дійсних і комплексних гауссових випадкових процесів параметрами АР моделі в рамках кореляційної теорії. Кількість параметрів моделі АР, достатня для опису випадкового процесу, невелика і визначається кореляційними властивостями процесу, а також повнотою його опису і особливостями розв'язуваної задачі.

3. У більшості додатків досить використовувати лінійні рівняння для оцінки параметрів моделі. Такою моделлю є модель АР, яку раціонально використовувати для опису вузькосмугових сигналів, до яких відносяться більшість акустичних перешкод. Їх параметричний спектральний аналіз та його близькість до спектральних оцінок, отриманих корелограмним методом, показав адекватність використовуваних моделей лінійного передбачення для моделювання акустичних перешкод.

Лінійні моделі передбачення широко використовуються для параметричного спектрального оцінювання, побудови пригнічуючих і синтезуючих фільтрів, мають властивість конструктивності. Ця властивість дозволяє досить гнучко підходити до вирішення багатьох завдань синтезу та аналізу пристроїв обробки випадкових процесів. Зокрема, синтезувати фільтри для придушення акустичних перешкод. Параметри моделі є також параметрами фільтра придушення. Переваги методу лінійного передбачення дозволяють істотно скоротити необхідний обсяг обчислень, що дає можливість обробляти процеси в реальному масштабі часу, використовуючи програмовані процесори.

4. Комплексні моделі акустичних сигналів дозволяють удосконалити обробку акустичних сигналів в системах САЗ. У зв'язку з цим в роботі розроблені комплексні моделі лінійного передбачення АРКС комплексних акустичних сигналів. Показано, що квадратурна обробка вузькосмугових сигналів, може бути описана на основі комплексної моделі АР. Запропоновано відповідні рівняння АР, спосіб розрахунку коефіцієнтів АР. Побудована модель АР першого порядку комплексної обвідної вузькосмугового сигналу.

Вперше був запропонований метод генерації комплексного випадкового процесу АР за заданими спектральними характеристиками. Знайдено співвідношення, що зв'язують комплексні коефіцієнти АР і корені характеристичного рівняння, які в свою чергу виражаються через спектральні характеристики корельованого випадкового процесу. Параметри моделі АР тісно пов'язані з частотами піків і їх шириною смуги параметричних спектрів. На основі цього зв'язку розроблені методи генерації дійсних і комплексних випадкових процесів із заданими спектральними характеристиками.

Запропоновані математичні моделі розсіяних акустичних сигналів і каналів розсіювання дозволяють створювати з їх використанням апаратно-програмні пристрої – імітатори розсіяних сигналів чи інформаційних локаційних каналів систем акустичного зондування, які вкрай необхідні при випробуваннях наявної або проектованої апаратури. З використанням імітаторів може визначатися

працездатність апаратури, реальні значення показників якості окремих блоків и здійснюватися метрологічна атестація станцій в цілому.

5. Проведені дослідження показують, що пристрої для придушення перешкод з використанням фільтрів лінійного передбачення можуть бути виконані у вигляді фільтрів прямої реалізації або решітчастих структур. До перших відносяться АР відбілюючі фільтри, а до других - відбілюючі РФ. Запропоновано спосіб реалізації пристрою придушення акустичної перешкоди АР відбілюючим фільтром. Незважаючи на простоту пристрою у нього є істотний недолік, пов'язаний з необхідністю обчислення коефіцієнтів підсилення фільтра шляхом обертання кореляційної матриці. При високих порядках ця операція вимагає великого обсягу обчислень. Крім того, в деяких випадках кореляційна матриця виходить погано обумовленою, що істотно знижує ефективність придушення перешкод. Наведений алгоритм Левінсона-Дарбіна, дає можливість отримати більш ефективний рекурсивний спосіб обчислення коефіцієнтів АР. Алгоритм дозволяє синтезувати відбілюючий РФ, який використовується для придушення корельованих перешкод.

Цифрові решітчасті фільтри складаються з послідовно включених ланок з двома вхідними і двома вихідними парами полюсів. АЧХ цих фільтрів еквівалентні АЧХ АР фільтрів, але між ними є істотні практичні відмінності. Решітчаста структура фільтра має низку переваг: каскадування ідентичних секцій; величини коефіцієнтів відбиття лежать в інтервалі $-1...1$; більш висока стійкість фільтра до помилок дискретизації і помилок квантування, обумовлена способом розрахунку коефіцієнтів відбиття; хороші кількісні характеристики округлення і каскадна ортогоналізація вхідного сигналу.

Решітчаста структура фільтра особливо підходить для адаптивної фільтрації, оскільки рекурсивне рішення, що дається пристроями оцінки за методом найменших квадратів, природним чином синтезує решітчасту структуру фільтра. Крім того, решітчаста структура фільтра на каскадній основі ортогоналізує вхідний сигнал. Це призводить до швидкої збіжності і гарним

характеристикам решітчастої структури в режимі стеження. Рекурсивний метод найменших квадратів коригує мінімальну квадратичну оцінку помилок передбачення при обробці нового відліку даних. Ця процедура призводить до оптимальної оцінки і вимагає лише незначного обсягу обчислень в порівнянні з альтернативними методами.

6. Для адаптивного поновлення параметрів фільтра використовуються методи МНК і РНК. Порівняння ефективності роботи фільтрів для усунення перешкод вироблялося по точності оцінювання доплеровської частоти, а не за коефіцієнтом придушення потужності перешкоди. Саме оцінка доплеровської частоти дозволяє розрахувати швидкість вітру в системах САЗ. Дослідження впливу стаціонарного нормального білого шуму на оцінку центральної частоти зондуючого сигналу показали, що вплив перешкоди типу білого шуму менш значне, ніж вплив всіх типів корельованих завад.

Вплив корельованої перешкоди на оцінку частоти зондуючого сигналу залежить від багатьох факторів: потужності перешкоди, рівня шуму в перешкодовому каналі, частоти піків перешкоди, ширини смуги перешкоди, числа усереднень вимірювань. Сукупність цих факторів часто по-різному впливає на точність оцінювання доплеровської частоти. Крім нестаціонарності перешкоди, складний характер впливу різних статистичних характеристик на точність оцінювання доплеровської частоти вказує на необхідність використання адаптивних методів придушення акустичних перешкод.

В експериментах досліджувалися можливості зниження рівня перешкод від різних джерел акустичних перешкод: чотирьох типів авіалайнерів Боїнг, дощу, шуму автотранспорту, що рухається по засніженій дорозі, міський автотраси, швидкого поїзда. Аналіз отриманих результатів показує, що при використанні пристроїв для усунення перешкод на основі РФ з перешкодовим каналом помітно підвищується точність оцінювання частоти відбитого сигналу.

Дослідження, проведені в дисертаційній роботі, показали, що для удосконалення методів захисту від перешкод в САЗ найбільш ефективно використовувати адаптивні методи придушення перешкод на основі РФ. При

цьому найбільш ефективним є РНК метод адаптації РФ. Частоту зонduючого сигналу необхідно вибирати в діапазоні, де рівень потужності акустичних перешкод незначний. Вплив перешкод на точність оцінювання доплеровської частоти помітно знижується, якщо підвищувати їх взаємну кореляцію в інформаційному і перешкодовому каналах. При параметричному оцінюванні СЦП досить використовувати вибірки довжиною понад 150 відліків. Для підвищення надійності вимірювання швидкості вітру, можна враховувати оцінки частот, що лежать в певній смузі частот відносно частоти зонduючого сигналу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Прошкин Е.Г., Карташов В.М., Бабкин С.И., Волох А.В. Современное состояние, проблемы и перспективы систем радиоакустического зондирования // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков. – 2007. – №150. – С. 5-16.
2. Карташов В.М. Розвиток теорії та удосконалення систем радіоакустичного і акустичного зондування атмосфери: Автореф. дис. доктора техн. наук / Харк. нац. ун-т радіоелектрон. – Х., 2003. – 35 с.
3. Алехин В.И. Исследование пограничного слоя атмосферы методом акустического зондирования // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков. – 1998. – №106. – С.6-14.
4. Гурвич А.С. О рассеянии звука и радиоволн турбулентными структурами в стратосфере // Изв. РАН. Физика атмосферы и океана. – М., 1994.- Т. 30, №1. – С.3-12.
5. Гурвич А.С. Модель трехмерного спектра локального аксиально симметричных неоднородностей температуры в устойчиво стратифицированной атмосфере // Изв. РАН. Физика атмосферы и океана. – М., 1995.- Т. 31, №2. – С.211-216.
6. Осташев В.Е. Распространение звука в движущихся средах. – М.: Наука, 1992. – 208 с.
7. Блохинцев Д.И. Акустика неоднородной движущейся среды. – М.: Наука, 1981. – 207 с.
8. Макарова Т.И. О нелинейном поглощении звука в задачах акустического и радиоакустического зондирования атмосферы // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1980. - Т.16, №2. – С.195-197.

9. Андрианов В.А., Кальцын В.А. Применение нелинейных эффектов при выборе акустической антенной системы для зондирования атмосферы // Радиотехника и электроника. - 1981.- №10. – С. 2209-2211.

10. Данилов С.Д., Калистратова М.А. Оценки нелинейного ослабления звука при акустическом и радиоакустическом зондировании атмосферы // Известия АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1987. – Т.23, №9. – С.997 – 999.

11. Калистратова М.А., Нестерова Т.Н., Петенко И.В. и др. Измерение статистических характеристик эхо-сигнала при акустическом зондировании атмосферы // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. – М., 1986.- Т. 22, №9. – С.987-990.

12. Тиме Н.С., Шурыгин Е.А., Нестеров Т.Н. Перемежаемость турбулентности и флуктуации эхо-сигнала при акустическом зондировании конвективной атмосферы // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. - 1987.- Т. 23, №1. – С.21-29.

13. Тиме Н.С., Шурыгин Е.А. О частотном спектре флуктуаций амплитуды эхо-сигнала при акустическом зондировании атмосферы // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. - 1989.- Т. 25, №4. – С.367-372.

14. Гурьянов А.Э., Зубковский С.А. Калистратова М.А. О надежности определения вертикального профиля структурной характеристики температуры в атмосфере методом акустического зондирования // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. - 1981.- Т. 17, №2. – С.146-152.

15. Обухов А.М. О рассеянии звука в турбулентном потоке // Докл. АН СССР. – 1941. – Т. 30, – С. 611.

16. Татарский В.И. К теории распространения звуковых волн в турбулентном потоке // ЖЭТФ. – 1953. Т. 25, – С. 74.

17. Монин А.С. некоторые особенности рассеяния звука в турбулентной атмосфере // Акуст. журн. – 1961. – Т. VII, вып. 4. – С. 457 – 461.

18. Калистратова М.А. Экспериментальное исследование рассеяния

звуковых волн в атмосфере // Тр. Ин-та физики атмосферы (ИФА) АН СССР. – 1962. – №4 С. 203 – 256.

19. Ульянов Ю.Н., Панченко А.Ю., Максимова Н.Г. и др. Результаты совмещенного акустического и радиоакустического зондирования атмосферы на границы суша - море // Материалы семинара «Исследования пограничного слоя атмосферы над сушей и океаном акустическими методами». - М.: ИФА АН СССР. М., 1990.- С. 47-61.

20. Maksimova N., Ulyanov Y. Research of sea breezes over Black Sea northwest coast by means of acoustic and radioacoustic sounding // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria). - 1998. - P. 289 -292.

21. Локощенко М.А., Исаев А.А., Каллистратова М.А. и др. Исследование атмосферного пограничного слоя над Москвой дистанционными и прямыми методами // Метеорология и гидрология. – М., 1993. - № 9. – С. 20-34.

22. Локощенко М.А., Исаев А.А., Каллистратова М.А. и др. Приподнятые инверсии в Москве и оценка их влияния на состояние воздушного бассейна // Оптика атмосферы и океана. – Томск, 1994. – Т.7, №2. – С.38-45.

23. Исаев А.А., Каллистратова М.А., Локощенко М.А. Термическая структура атмосферного пограничного слоя над Москвой // Оптика атмосферы и океана. – Томск, 1994.- № 5. – С. 85-98.

24. Локощенко М.А. Исследования термической структуры атмосферного пограничного слоя крупного города (Москвы) методом акустического зондирования : Автореф. дисс... канд. географ. наук:11.00.09 / МГУ им. М.В. Ломоносова. – М.,1994. - 29 с.

25. Asimakopulos D.N., Helmis C.G., Kalogiros J.A. Quantitative estimation of CBL parameters using the vertical velocity and echo intensity measurements of an acoustic sounder // Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Moscow. - 1996. - P.G.85-G.94.

26. Mastrantonio L., Rossini G., Argentini S., Viola A., Fiocco G., Giannini L. The Rome urban heat island effect observed by a network of sodars // Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Moscow. - 1996. - P.7.39-7.44.

27. Keder J. Application of REMTECH sodar in Krusne Hory air quality study // Extended abstracts of COST-76 Profiler Workshop. - Engelberg (Switzerland). - 1997. - P.313.

28. Singal S.P., Monitoring air pollution related meteorology using sodar // Appl. Phys. —1993. - Vol. B57, № 1.- P.65-82.

29. Neff W.D. Mesoscale air quality studies with meteorological remote sensing systems // Int. J. Remote Sensing. - 1994. - Vol. 15. - P. 393-426.

30. Shurygin E.A. On automatic recognition of echo-sounder patterns using Doppler sodar // Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Moscow. - 1996. - P. 3.61-3.66.

31. Шурыгин Е.А. Применение автоматизированного акустического локатора для исследования структуры и динамики атмосферного пограничного слоя: Автореферат дисс... канд. физ-мат. наук:04.00.23 / Ин-т физики атмосферы им. А.М. Обухова РАН. – М.,1998. - 20 с.

32. Beyrich F. On the estimation of mixed-layer height from sodar data (a review) // Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Moscow. - 1996. - P.6.11-6.22.

33. Максимова Н.Г. Современное состояние дистанционного зондирования атмосферного пограничного слоя с поверхности земли // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. - техн. сб.- Харьков. - 1998. - №107.- С. 43-57.

34. Petenko I.V., Kallistratova M.A. Dash echo structures as observed by acoustic sounding // Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Moscow. - 1996. - P. 6.10-6.14.

35. Максимова Н.Г. Точечные ангел-эхо в акустике. Аппаратура и методика их исследования // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. - техн. сб.- Харьков.- 1997. -№ 101. - С. 101-108.

36. Vetrov V.I., Ulyanov Yu.N., Bedin V.S. Formation features and the fine structure of sodar dot-echoes // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria). - 1998. - P. 115-118.

37. Михайлова Л.А., Орданович А.Е. Когерентные структуры в пограничном слое атмосферы (обзор) // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана . - 1991.- Т.27, № 6. - С.593-614.

38. Petenko I.V., Kallistratova M.A. Wind turbulence measurements with a mono-bistatic sodar // Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Moscow. - 1996. - P. 3.55-3.60.

39. Ziemann A., Arnold K., Roabe A. Acoustic tomography - a method for remote sensing of the atmospheric surface layer // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria). - 1998. - P. 29-32.

40. Singal S.P. Radiowave propagation and acoustic sounding // *Atm. Reas.* - 1986. - № 20.- С.235-256.

41. Kravtsov Yu. A. Wave propagation and scattering in random media: newly revealed effects of last two decades // Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Moscow. - 1996. - P.1.13-1.22.

42. Гурьянов А.Э., Иркаев Б.Н., Каллистратова М.А. и др. Комплексное исследование оптически активной турбулентности в двух горных обсерваториях // *Астрономический журнал.* – М., 1988. – Т. 65, № 3. - С.637 –634.

43. Гурьянов А.Э., Каллистратова М.А., Пекур М.С. и др. Сравнение содарных и микропульсационных измерений и структурной характеристики температуры C_T^2 в горной местности // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1987.- Т.23, № 9.- С. 922 -929.

44. Абрамов Н.Г., Богушевич А.Я., Карпов В.И. и др. Возможности оперативного прогноза приземного распространения акустических шумов в атмосфере с учетом метеорологических условий // *Оптика атмосферы и океана.* - Томск, 1994. - Т.7, № 3. - С. 403-413.

45. Kelton G., Bricout P. Wind velocity measurements using sonic techniques. – Bull. Amer. Meteorol. Soc. – 1964. – Vol. 45, – P. 571–580.

46. Caughey S.J., Crease B.A., Asimakopoulos D.N., Cole R.S. Quantitative bistatic acoustic sounding of the atmospheric boundary layer // Quart. J. Roy. Meteorol. Soc. – 1978. - №104. - P. 147-161.

47. Gaynor J. E. Acoustic Doppler measurement of atmospheric boundary layer velocity structure functions and energy dissipation rates // J. Appl. Meteorol. – 1977. - Vol.16, №2. - P. 148-155.

48. Карташов В.М. Анализ состояния и тенденций развития систем акустического зондирования атмосферы // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. - техн. сб. – Харьков.- 2001.- №123.- С. 173-176.

49. Герасюк Н.Е., Каллистратова М.А., Карюкин Г.А. и др. Акустический локатор для исследования атмосферной турбулентности // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. - 1981.- Т. 17, №1. – С.98-102.

50. Арманд Н.А., Андрианов В.А., Александров А.Л. и др. Условия работы акустического локатора в пограничном слое атмосферы // Радиотехника и электроника. – 1980.-Т.25, №4. – С. 685-695.

51. Fukushima M., Akita K., Tanaka H. Sodar probing of small scale ordered motions appeared in the atmospheric planetary boundary layer // Meteorol. Soc. Jap. – 1974. - Vol. 52, №5.- P. 428-439.

52. Clark G.H., Charash E., Bendun E.O.K. Pattern recognition studies in acoustic sounding // J. Appl. Meteorol. – 1977. - Vol. 16. - P. 1365-1368.

53. Fukushima M., Akita K., Tanaka H. Sodar probing of small scale temperature structure in the clear troposphere // J. Radio Res. Lab. – 1975. Vol. 22, №1 -P. 23 – 43.

54. Aliokhin V.I., Dorovsky V.V., Ryzhenko A.I., Tarasenko O.A. Investigation of the atmosphere boundary layer with the sodar "IVA" // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria). - 1998. -P. 140-142.

55. Strand O.N. Numerical study of the gain pattern of a shielded acoustic antenna // *J. Acoust. Soc. America.* – 1971. - Vol. 49, №6, part 1. - P. 1698-1703.

56. Hall F.F. Jr., Wescott J. W. Acoustic antennas for atmospheric echo sounding // *J. Acoust. Soc. America.* - 1974. - Vol. 56, №5. - P. 1376-1382.

57. Adekola S. A., Wescott J. W. On the characteristics of existing microwave dish-antenna modified for acoustic remote sensing // *Acustica.* – 1979. - Vol. 42, №4. - P. 249-259.

58. Красненко Н.П. Исследование защищенных параболических акустических локаторов. - М., 1989. – 15 с. Деп. в ВИНТИ 06.02.89 г., №766-899.

59. Khanna R.M., Sharma O., Garg S.C. Design of a high efficiency acoustic phased array antenna for an acoustic wind profiler // *Meteorol. Atmos. Phys.* – 1999. – Vol.71, №1-2. – P.35-41.

60. Khanna R.M., Sharma O. Design and study of an acoustic antenna for a phased array Doppler sodar // *Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS).* - Moscow. - 1996. - P.3.67 – 3.72.

61. Ito Y., Hanafusa T., Mitsuta V. Wind measurements using five-beam phased array Doppler sodar // *Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS).* - Moscow. - 1996. - P.3.1-3.7.

62. Reitebuch O., Vogt S. Comparison of horizontal and vertical wind components measured by the METEK DSDR 3x7 sodar and tower instruments // *Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS).* - Vienna (Austria). - 1998. - P.143 – 146.

63. Liaskas T.J., Martakos D. Development of a modular switched beam digital acoustic radar // *Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS).* - Moscow. - 1996. - P.3.43 - 3.48.

64. Krasnenko N.P., Odintsov S.L. Optimal frequencies for meteorological sodar // *J. Acoust. Soc. America.* - 1984. - Vol.75, №2. - P. 390-394.

65. Красненко Н.П., Одинцов С.Л. Оптимальные частоты акустических метеолокаторов: Препр. / ТФСО АН СССР. – Томск, 1982. – 28с.

66. Красненко Н.П., Одинцов С.Л. Модель спектра внешних шумов для целей акустического зондирования атмосферы // Акуст. журнал. - 1979. – Т.25, №5. – С.749-753.

67. Богушевич А.Я. Влияние стратификации ветра и температуры на параметры прямых и рассеянных звуковых волн в пограничном слое атмосферы: Автореф. дисс... канд. физ.-мат. наук: 04.00.23 / Ин-т оптики атмосферы СО РАН. – Томск, 1999.-31 с.

68. Bradley S.S. Use of coded waveforms for sodar systems // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria). - 1998. - P. 67-70.

69. Tommasi L., Mastrantonio G., Argentini S. An approach to correct the influence of the reception chain transfer function on the sodar measurements radar // Proc. 8th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Moscow. - 1996. - P.3.49-3.54.

70. Jordan J.R., Abbott S.W., Templeman B.D., Lalaitis R.J. Wavelet filtering of sodar signals // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria). - 1998. - P. 71-77.

71. Petenko I.V., Bezverkhnu V.A. Specific scales of the convective ABL derived from sodar data with the wavelet transform // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria). - 1998. - P. 247-250.

72. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. // Красненко Н.П. – Новосибирск: Наука, 1986. – 279 с.

73. Галкин В.И. Моностатический акустический локатор МАЛ-1 для измерения скорости ветра и исследования структуры пограничного слоя атмосферы. / Галкин В.И., Красненко Н.П., Трофимов Ю.С., – Томск: 1981. (Препринт №40. ИОА СО АН СССР).

74. Taiichi Hayashi, Yoshiki Ito Development of a mobile acoustic sounder (sodar) and its application to the field observation. // Proc.11th Inter. Symp. Acoust.

Rem. Sens., –Rome, Italy, – P.111-114.

75. Ito Y., Hanafusa T., Mitsuta Y. Wind measurements using five-beam phased array doppler sodar // Proc. 8-th Int. Symp. Acoust. Rem. Sens. Moscow A.M. Obukhov Institute of Atmospheric Physics, RAS. – 1996. – P. 3.1–3.6.

76. Красненко Н. П., Одинцов С. Л. Внешние шумы при акустическом зондировании атмосферы. // 4-й Всесоюзный симпозиум по лазерному зондированию атмосферы. – Томск: ИОА СО АН СССР. – 1976. – С. 229-231.

77. Hall F.F., Wescott J.W., Simmons W. R. Acoustic echo sounding of atmosphere thermal and wind structure. // Proceeding of Seventh International Symposium on Remote Sensing of the Environment. – Univ. of Michigan. – 1971. – Vol. 1. – P. 1715-1732.

78. Литтл К. Г. Акустические методы дистанционного зондирования нижней атмосферы. // ТИИЭР. – 1969. – Т. 57, № 4. – С. 222-230.

79. Applebaum S.P. Adaptive Arrays. // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. –1976. – Vol. AP-24, №5, – P.585-598.

80. Гейбриел У.Ф. Введение в теорию адаптивных антенных решеток. // ТИИЭР. – 1976. – Т.64, №2. – С. 55-95.

81. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. / Монзинго Р.А., Миллер Т.У. ; Пер с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

82. Гейбриел У.Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием адаптивных антенных решёток // ТИИЭР. – 1980. – Т.68, №6. – С 19-32.

83. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех./ Ширман Я.Д., Манжос В.Н. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с., ил.

84. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М. Пространственно-временная обработка сигналов; /Под ред. Кремера И.Я. – М.: Радио и связь, 1984. – 224с.

85. Пистолькорс А.А. Введение в теорию адаптивных антенн. / Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. – М.; Наука, 1991. – 200 с.

86. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013.- 528 с.

87. Титаренко Л.А. Адаптивная пространственная обработка сигналов в условиях априорной неопределенности. – Х.: ХНУРЭ; Коллегиум, 2004. – 216 С.

88. Гусев В.Г. Системы пространственно-временной обработки гидроакустической информации. – Л.: Судостроение, 1988. – 264 с.; ил. – (Библиотека инженера гидроакустика).

89. Головань А.В. Адаптивна обробка сигналів на фоні завад з довільним просторовим спектром потужності. Автореф дис. ... кандидата техн. наук / Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова. – О., 2004. –19 с.

90. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов: Пер. с англ. – М.: Мир, 1974. – Вып.1. – 406с.

91. Дженкинс Г. Ватс Д. Спектральный анализ и его приложения. - М.: Мир, 1971. - Вып.1. - 287 с.

92. Wold H.O.A. A Study in the Analysis of Stationary Time series, dissertation, Uppsala University, 1938.

93. Bartlett M.S. Smoothing Periodograms from Time-Series with Continuous Spectra // Nature. – London. – 1948. – Vol.161, May. – P. 687–687.

94. Levinson N. The Wiener (Root Mean Square) Error Criterion in Filter Design and Prediction // J. Math. Phys. – 1947. – Vol. 25. – P. 261–278.

95. Burg J.P. Maximum Entropy Spectral Analysis. Proceedings // 37th Meeting of Society of Exploration Geophysicists, Oclahoma City, Okla., October 1967. – P. 23–29.

96. Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов. - М.: Мир, 1976. - 755 с.

97. Бриллинджер Д.Р. Временные ряды. Обработка данных и теория. - М.: Мир, 1980. - 536 с.

98. Рамишвили Г.С. Автоматическое распознавание говорящего по голосу. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с.

99. Маркел Д.Д., Грэй А.Х. Линейное предсказание речи. – М.: Связь, 1980. – 308 с.
100. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
101. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Модели полезных сигналов и помех систем зондирования атмосферы// Проблемы розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM: Тези доповідей науч.-техн. конф., 21-23 листопада 2016 р. Київ, 2016.-С.109.
102. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Толстых Е.Г. Комплексование систем дистанционного зондирования атмосферы// Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій: Тези доповідей VIII науч.-практ. конф., 21-23 вересня 2016 р. м. Запоріжжя, 2016.-С.47-48.
103. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Селезнев И.С. Автогреессионные фильтры подавления помех в системах акустического зондирования атмосферы// Радиотехника. (Харьков). — 2019. — Вып. 196. — С. 106-111.
104. Максимук В.А. Воронин В.В. Авторегрессионные методы моделирования стационарных акустических сигналов //Материалы 21 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2017. - С. 53-54.
105. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. and Tymoshenko L.P. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere // Telecommunications and Radio Engineering.- New York. - 2016.- Vol. 75, №20.- P.1885-1892. (стаття).
106. Kartashov V. M., Tikhonov V. A. , Voronin V. V. Features of construction and application of complex systems for the atmosphere remote sounding// Telecommunications and Radio Engineering.- New York. - 2017.- Vol. 76, №8.- P.743-749. (стаття).

107. Кармалита В.А. Цифровая обработка случайных колебаний. - М.: Машиностроение, 1986. - 80с.
108. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов: Пер. с англ. - М.: Мир, 1974. - Вып.2. - 197 с.
109. Методы цифрового моделирования и идентификации стационарных случайных процессов в информационно-измерительных системах/А.Н. Лебедев, Д.Д. Недосекин, Г.А. Стеклова, Е.А. Чернявский.-Л.:Энергоатомиздат. 1988.-64 с.
110. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. - М.: Сов. Радио, 1971. - 326 с.
111. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011.-768 с.
112. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Моделирование полезных сигналов и помех систем зондирования атмосферы// Информационные системы и технологии: 5 Межд. науч.-техн. конф., 12-17 сентября 2016 г. Коблево.— Харьков, 2016.-С.107-108.
113. Фридландер В. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных // ТИИЭР. - 1982. - Т.70, №8. - С. 54-98.
114. Воронин В.В., Чернов К.А. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования //Материалы 23международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 56-57.
115. Воронин В.В., Ашихмин В.О. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования атмосферы вблизи заснеженной дороги//Материалы 23международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 58-59.
116. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта. - М.: Мир, 1988. - 392 с.
117. Фридландер Б. Методы спектрального оценивания на основе решетчатой структуры // ТИИЭР. - 1982. - Т.70, №9. - С. 95-125.
118. Уидроу Б., Стирнз С. Д. Адаптивная обработка сигналов.— М.: Радио и связь, 1989.— 440 с.

119. Босенко П.Н., Бургар О.Н., Воронин В.В. Совместное использование систем акустического и радиоакустического зондирования атмосферы//Материалы 21 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2017. - С. 49-50.

120. Воронин В.В., Лисовой Р.О. Характеристики сигналов систем зондирования атмосферы/ /Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 60-61.

121. Воронин В.В., Кравченко М.М. Анализ погрешностей измерения характеристик атмосферы системами дистанционного зондирования //Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 70-71.

122. Тихонов В.А., Русановский Д.Е., Тихонов Д.В. Генерирование узкополосных имитационных случайных процессов // Радиоэлектроника и информатика. - 1999. - №4. - С. 83-85.

123. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Кошевой В.В. Подавление акустических помех в системах дистанционного мониторинга атмосферы с использованием решетчатых фильтров// Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. — 2019. — №2 (135) — С. 40-48.

ДОДАТОК А
АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ

Затверджую
Перший проректор ХНУРЕ
д.т.н. проф. Рубан І.В.



« 31 » _____ 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 дисертаційного дослідження здобувача кафедри МІРЕС Воронина В.В. «Удосконалення методів захисту від перешкод систем акустичного зондування атмосфери» прийшла до висновку, що матеріали дисертаційної роботи, а саме:

– математичні моделі з використанням дійсної та комплексної моделей авторегресії для генерації випадкових корисних сигналів і корельованих завад із заданими спектральними властивостями;

– метод захисту від перешкод систем акустичного зондування атмосфери з використанням адаптивних фільтрів лінійного передбачення,

впроваджені в навчальний процес і будуть використовуватися в лекційному курсі та лабораторних роботах навчальної дисципліни «Акустичне зондування неоднорідних середовищ».

Голова комісії



проф. Олейніков В.М.

Члени комісії



доц. Колендовська М.М.



доц. Шейко С.О.

Затверджую

Перший проректор ХНУРЕ

д.т.н., проф. Рубан І.В.



2019р.

Акт впровадження

Комісія у складі: голова – професор кафедри МІРЕС, к.т.н., проф. Олейніков В.М. і члени – доцент кафедри МІРЕС, к.т.н. Шейко С.О., доцент кафедри МІРЕС, к.т.н. Шаповалов С.В., розглянувши матеріали дисертаційного дослідження здобувача кафедри МІРЕС Вороніна В.В. «Удосконалення методів захисту від перешкод систем акустичного зондування атмосфери» прийшла до висновку, що матеріали дисертаційної роботи, а саме:

- метод захисту від перешкод акустичних систем з використанням адаптивних фільтрів лінійного передбачення;
- методика експериментального дослідження ефективності придушення акустичних перешкод адаптивними решітчастими фільтрами з заводовим каналом, що відрізняється урахуванням неідеальності характеристик основного і заводового каналів,

впроваджено в НДР №327, рег. номер 0119U001404 «Розроблення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів для виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху».

Голова комісії

проф. Олейніков В.М.

Члени комісії

доц. Шейко С.О.

доц. Шаповалов С.В.



Акт впровадження

Комісія у складі: голова – професор кафедри МІРЕС, к.т.н., проф. Олейніков В.М. і члени – доцент кафедри МІРЕС, к.т.н. Шейко С.О., доцент кафедри МІРЕС, к.т.н. Шаповалов С.В., розглянувши матеріали дисертаційного дослідження здобувача кафедри МІРЕС Воронина В.В. «Удосконалення методів захисту від перешкод систем акустичного зондування атмосфери» прийшла до висновку, що матеріали дисертаційної роботи, а саме:

- нові авторегресійні моделі генерації комплексних випадкових сигналів із заданими спектральними характеристиками, що відрізняються від використовуваних раніше моделей на основі різницевих рівнянь більш високою точністю відтворення заданих характеристик сигналів,

впроваджено в НДР №312, рег. номер 011U002541, «Розробка нових інформаційно-вимірювальних систем і технологій координатно-часового і метеорологічного забезпечення та зв'язку».

Голова комісії

проф. Олейніков В.М.

Члени комісії

доц. Шейко С.О.

доц. Шаповалов С.В.

ДОДАТОК Б
СПИСОК НАУКОВИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. and Tymoshenko L.P. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere // Telecommunications and Radio Engineering.- New York. - 2016.- Vol. 75, №20.- P.1885-1892. (стаття).
2. Kartashov V. M., Tikhonov V. A. , Voronin V. V. Features of construction and application of complex systems for the atmosphere remote sounding// Telecommunications and Radio Engineering.- New York. - 2017.- Vol. 76, №8.- P.743-749. (стаття).
3. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Кошевой В.В. Подавлення акустических помех в системах дистанционного мониторинга атмосферы с использованием решетчатых фильтров// Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. — 2019. — №2 (135) — С. 40-48.
4. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Селезнев И.С. Автогреессионные фильтры подавления помех в системах акустического зондирования атмосферы// Радиотехника. (Харьков). — 2019. — Вып. 196. — С. 106-111.
5. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования атмосферы в аэропортах// Прикладная радиоэлектроника (Харьков). — 2019. — Т. 18. №1,2 — С. 16-22.
6. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Супрун А.А. Оценка частоты сигнала при адаптивном подавлении помех в системах акустического зондирования атмосферы// Радиотехника. (Харьков). — 2019. — Вып. 197. — С. 72-77.
7. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Моделирование полезных сигналов и помех систем зондирования атмосферы// Информационные системы и технологии: 5 Межд. науч.-техн. конф., 12-17 сентября 2016 г. Коблево.—Харьков, 2016.-С.107-108.

8. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Модели полезных сигналов и помех систем зондирования атмосферы// Проблемы розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM: Тези доповідей науч.-техн. конф., 21-23 листопада 2016 р. Київ, 2016.-С.109.

9. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Толстых Е.Г. Комплексование систем дистанционного зондирования атмосферы// Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій: Тези доповідей VIII науч.-практ. конф., 21-23 вересня 2016 р. м. Запоріжжя, 2016.-С.47-48.

10. Босенко П.Н., Бургар О.Н., Воронин В.В. Совместное использование систем акустического и радиоакустического зондирования атмосферы//Материалы 21 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2017. - С. 49-50.

11. Максимук В.А. Воронин В.В. Авторегрессионные методы моделирования стационарных акустических сигналов //Материалы 21 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2017. - С. 53-54.

12. Воронин В.В., Лисовой Р.О. Характеристики сигналов систем зондирования атмосферы/ /Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 60-61.

13. Воронин В.В., Кравченко М.М. Анализ погрешностей измерения характеристик атмосферы системами дистанционного зондирования //Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 70-71.

14. Воронин В.В., Чернов К.А. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования //Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 56-57.

15. Воронин В.В., Ашихмин В.О. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования атмосферы вблизи заснеженной дороги//Материалы 23 международного молодежного форума NURE. т.3. Харьков, 2019. - С. 58-59.