

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ОДЕСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ОДЕСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

*Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису*

САКОВИЧ АНАСТАСІЯ АНДРІЇВНА

УДК 621.396.965.621.391.26

ДИСЕРТАЦІЯ

**ДИСКРЕТНО-АДАПТИВНІ АЛГОРИТМИ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В УМОВАХ
КОМПЛЕКСУ ЗАВАД**

Спеціальність: 172 Електронні комунікації та радіотехніка

Галузь знань: 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

А. А. Сакович

Науковий керівник – Цевух І. В., кандидат технічних наук, доцент

Одеса – 2026

АНОТАЦІЯ

Сакович А. А. Дискретно-адаптивні алгоритми обробки сигналів в умовах комплексу завад. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка. – Національний університет «Одеська політехніка» Міністерства освіти і науки України, Одеса, 2026.

Роботу присвячено вирішенню актуальної науково-прикладної задачі що полягає у розвитку заснованих на принципі дискретної адаптації методів синтезу алгоритмів і систем виявлення радіолокаційних цілей на тлі комплексу завад з метою зменшення їх обчислювальної та апаратурної складності при контрольованому обмеженні на рівень втрат в ефективності

Актуальність теми дослідження визначається наявним протиріччям між вимогами до ефективності систем вилучення інформації (СВІ) та їх обчислювальною складністю. Рішення, які реалізують складні адаптивні оптимальні багатовимірні алгоритми, через їх високі обчислювальні витрати проблематично використовувати в мобільних радіолокаторах, для яких більш прості підоптимальні алгоритми виявлення є більш привабливими за технічних та економічних умов. Одним із шляхів вирішення протиріччя «ефективність–витрати» в СВІ є використання дискретно-адаптивного підходу до обробки сигналів, що реалізується у вигляді комплексу неадаптивних підсистем (режимів), які автоматично перемикаються в залежності від рішень аналізатора завадової обстановки. В дисертації розробляються дискретно-адаптивні алгоритми виявлення сигналів в умовах комплексу завад, що містить некорельовану, корельовану та імпульсну завади.

Структура кваліфікаційної роботи має наступний вид:

у **вступі** показана актуальність вирішення задач зменшення обчислювальної та апаратурної складності адаптивних алгоритмів та систем обробки сигналів в умовах складної, мінливої і апіорно невідомої завадової обстановки. Визначено

об'єкт, предмет, задачі та методи дослідження; наведено наукову новизну та практичне значення отриманих результатів; висвітлено особистий внесок здобувача;

перший розділ дисертаційної роботи присвячено аналізу сучасного стану питання виявлення радіолокаційних сигналів на тлі адитивної суміші заважаючих впливів, за результатами якого обґрунтовано обмеження (допущення) як на структуру системи виявлення, так і на моделі сигналу і завад, при розробці дискретно-адаптивних систем (ДАС), сформульовано мету та завдання досліджень;

у **другому розділі** наведено результати структурного синтезу дискретно-адаптивних систем обробки когерентних N -імпульсних сигналів в умовах комплексу завад. Розроблена структурна схема дискретно-адаптивної системи, що функціонує під керуванням аналізатора завадової обстановки. У класі одноканальних з доплерівської частоти виявників гаусового сигналу на тлі адитивної суміші некорельованої та корельованої гаусових завад та за обмежень на дружні флуктуації імпульсів в пакеті, розроблено оптимальний для цих умов інваріантний до доплерівських зрушень фаз сигналу (φ_c) алгоритм виявлення. Доведено, що синтезований алгоритм є оптимальним за критерієм усередненого по φ_c відношення правдоподібності, а також оптимальним за критерієм максимуму усередненого по φ_c «показника якості виявлення» при вирішенні задачі виявлення гаусового сигналу, що «дружно» флуктує, в умовах гаусових завад. Проведено порівняльний аналіз ефективності розробленого алгоритму з потенціальною ефективністю оптимального багатоканального алгоритму для повністю відомого сигналу та з потенційною ефективністю алгоритму формуючого статистику Готелінга для різних спектрально-кореляційних параметрів адитивної суміші корельованої та некорельованої завад за імовірнісними характеристиками - імовірністю правильного виявлення при заданій імовірності помилкової тривоги залежно від відношення сигнал/некорельована завада на вході системи. Дослідження встановили параметри сигналу та адитивної суміші некорельованої та корельованої завад за яких потенціальна ефективність розробленого алгоритму виявляється вище за ефективність алгоритму що реалізує відому статистику

Готелінга. Також для порівняльного аналізу потенціальної ефективності двох нелінійних одноканальних систем виявлення корисного сигналу в умовах адитивної суміші некорельованої та корельованої гаусових завад було запропоновано показник поліпшення, який є часткою відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до відношення сигнал/завада на її вході, усередненим за всіма можливими радіальними швидкостями цілі. Встановлено, що за показником поліпшення і обраними в роботі параметрами адитивної суміші некорельованої та корельованої завад потенціальна ефективність розробленого алгоритму виявляється вище за ефективність алгоритму що реалізує статистику Готелінга;

третій розділ присвячений параметричному синтезу дискретно-адаптивних систем обробки когерентних N -імпульсних сигналів в умовах комплексу завад. Запропонована двоетапна методика синтезу дискретно-адаптивної системи обробки сигналів що передбачає мінімізацію числа режимів завадозахисту і оптимізацію параметрів ДАС в умовах гаусових завад. Проведено параметричний синтез одноканальної з доплерівської частоти сигналу ДАС, в якій для скорочення числа режимів був збережений безперервний характер адаптації до аргументу кореляційної функції завади. Показано, що синтезована, відповідно до розробленої методики і заданих обмежень на максимальні втрати, ДАС дозволяє при порівняно невеликому числі режимів завадозахисту, забезпечити, в припущенні безпомилкової класифікації завадової обстановки, незначні середні щодо СБП втрати в ефективності обробки сигналів на фоні адитивної суміші некорельованої і унімодальної корельованої завад;

у четвертому розділі вирішенні питання синтезу і аналізу ефективності оптимальних і квазіоптимальних алгоритмів розпізнавання класів завад для керування режимами ДАС. Синтезовані алгоритми розпізнавання класів завад за інформативними ознаками, в якості яких використані потужність завади та перший і другий міжперіодні коефіцієнти кореляції. Проведено дослідження ефективності розроблених алгоритмів методом статистичного моделювання, що показало повну відповідність експериментальних та теоретичних результатів. Для ідентифікації елементу дозволу за дальністю ураженого несинхронною імпульсною завадою

розроблено алгоритм її виявлення, що може ефективно функціонувати в умовах адитивної суміші некорельованої та потужної дискретної за відстанню корельованої завади при наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту СВІ. На основі розроблених алгоритму розпізнавання класів корельованих завад, алгоритму виявлення імпульсної завади, а також відомого оптимального алгоритму вимірювання доплерівської фази завади, запропонована структурна схема пристрою, що дозволяє вирішити задачу керування режимами ДАС;

у **п'ятому розділі** з використанням методу статистичного моделювання проведено порівняльне дослідження ефективності ДАС у динамічному режимі. В якості критерія ефективності для порівнювання систем обрано оцінки втрат у показнику поліпшення адаптивної і дискретно-адаптивної систем, що аналізуються, у порівнянні з потенційною можливою ефективністю алгоритму, тобто, у припущенні що обсяг навчальної вибірки $n \rightarrow \infty$. Проведені дослідження показали, що швидкість збіжності ДАС, що досліджувалася, виявляється вище, ніж системи з безперервною адаптацією. Цей результат є наслідком врахування при синтезі ДАС апріорної інформації про характер спектру флуктуацій діючих на вході системи завад. Запропоновано методику векторної оптимізації дискретно-адаптивних систем в умовах апріорної невизначеності спектрально-кореляційних характеристик завад з використанням критерія «ефективність-витрати». Згідно з даною методикою показник ефективності є функцією оцінки втрат у показнику поліпшення для заданої завадової обстановки, що обчислювалася за допомогою методу статистичного моделювання, а показник витрат на практичну реалізацію враховує оцінки кількості операцій додавання, множення, ділення, зчитування з пам'яті, які виконуються у системі обробки, а також оцінку об'єму статичної оперативної пам'яті, яка потрібна для реалізації блоку пам'яті класифікатора завадової обстановки і блоку пам'яті, в якому зберігаються вектори вагових коефіцієнтів матриць обробки ДАС. За її допомогою проведено вибір варіанту побудови системи виявлення когерентного 5-ти імпульсного сигналу на тлі адитивної суміші унімодальної корельованої і некорельованої завад в умовах

параметричної. апріорної невизначеності. Проведенні дослідження показали, що дискретно-адаптивна система, режими якої перемикаються в залежності від результатів аналізу завадової обстановки, порівняно з системою безперервною перебудовою параметрів, за вибраним векторним критерієм ефективності виявляється переважніше у 1,51 рази.

В роботі показані перспективи подальшого дослідження дискретно-адаптивного виявлення сигналів у галузі радіолокації з використанням штучного інтелекту та нейронних мереж.

Таким чином, підтверджено спроможність та правильність технічних рішень, заснованих на результатах дисертаційного дослідження. Розроблені в роботі алгоритми та методи отримали впровадження у науково-дослідних роботах кафедри радіоелектронних і телекомунікаційних систем Навчально-наукового інституту інформаційної безпеки, радіоелектроніки та телекомунікацій Національного університету «Одеська політехніка» в рамках держбюджетної теми № 201-57 "Моделювання та оптимізація параметрів телекомунікаційних систем та мереж" (номер державної реєстрації - 0121U111053), у діяльності товариства з обмеженою відповідальністю «Секрет Сервіс» та товариства з обмеженою відповідальністю «Техноком Сервіс».

Ключові слова: дискретно-адаптивна система, відношення правдоподібності, достатня статистика, «дружні» флуктуації, корельована та некорельована гаусові завади, показник поліпшення, імпульсна завада, адитивна суміш завад, динамічний діапазон.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Цевух І. В., Сакович А. А. Одноканальний за доплерівською частотою виявник пакету когерентних дружно флюктуючих імпульсів в умовах гаусових завад. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2025, (1–2), 3-10. <https://doi.org/10.15222/TKEA2025.1-2.03>
2. Цевух І. В., Сакович А. А. Виявник несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2025, (3–4), 22-32. <https://doi.org/10.15222/TKEA2025.3-4.22>
3. Цевух І. В., Сакович А. А., Цевух В. І. Показник поліпшення нелінійних одноканальних систем обробки сигналу в умовах гаусових завад. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2023, (1–2), 9-13. <https://doi.org/10.15222/TKEA2023.1-2.09>
4. Цевух І. В., Сакович А. А., Соколов А.В. Параметричний синтез дискретно-адаптивної одноканальної за доплерівською частотою системи обробки сигналу в умовах гаусових завад. *Інформатика та математичні методи в моделюванні*. 2017, Том 7, № 4, 291-299. https://immm.op.edu.ua/files/archive/n4_v7_2017/immm_n4_v7_2017.pdf
5. І. В. Цевух, А. А. Сакович. Інваріантний до доплерівської фази алгоритм виявлення пакету дружно флюктуючих імпульсів в умовах гаусових завад. *Праці 26-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2025, Україна, Одеса. https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_10.pdf
6. І. В. Цевух, А. А. Сакович. Розроблення та моделювання виявника несинхронної імпульсної завади для радіосистем вилучення інформації. *Праці 26-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2025, Україна, Одеса. https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_12.pdf

7. І. В. Цевух, А. А. Сакович. Аналіз ефективності спрощених одноканальних процедур виявлення сигналу в умовах гаусових завад за показником поліпшення. *Праці 25-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2024, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2024/29.pdf>

8. І. В. Цевух, А. А. Сакович, В. І. Цевух. Аналіз ефективності двох нелінійних одноканальних систем обробки сигналу в умовах гаусових завад. *Праці 24-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2023, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2023/12.pdf>

9. І. В. Цевух, А. А. Сакович. Дискретно-адаптивний режекторний фільтр. *Праці 23-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2022, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/12-13.pdf>

10. І. В. Цевух, А. А. Сакович, О. С. Карпенко. Моделювання алгоритму виявлення імпульсної завади для системи селекції рухомих цілей. *Праці 23-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2022, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/14-15.pdf>

11. І. В. Цевух, А. А. Сакович, Л. В. Безруков. Виявник імпульсної перешкоди на тлі адитивної суміші некорельованої та дискретної по дальності корельованої гаусових завад. *Праці 23-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2021, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2021/11-13.pdf>

12. І. В. Цевух, А. А. Сакович. Дискретно-адаптивний виявник сигналу за умов гаусових завад. *Праці 18-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2017, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2017/120.pdf>

13. І. В. Цевух, А. А. Сакович. Аналіз ефективності дискретно-адаптивної системи виявлення сигналів у динамічному режимі в умовах гаусових завад. *Праці*

27-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології», 2026, Україна, Одеса.

https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2026/MIET_2026_36.pdf

ABSTRACT

Sakovich, A. A. Discrete-Adaptive Signal Processing Algorithms in the Presence of Complex Interference. – Qualifying scientific work in the form of a manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in the specialty 172 Electronic Communications and Radio Engineering. – National University «Odessa Polytechnic» of the Ministry of Education and Science of Ukraine, Odessa, 2026.

This thesis is devoted to solving a topical scientific and applied problem, which allows the development of methods for synthesizing algorithms and radar target systems based on the principle of discrete adaptation against the background of a complex task in order to reduce their computational and hardware complexity with a controlled limitation to the level of loss in efficiency.

The relevance of the research topic is due to the existing contradiction between the requirements for the efficiency of the information extraction system (IOS) and their computational complexity. Solutions that implement complex adaptive optimal multidimensional algorithms, due to their high computational costs, are problematic to use in mobile radars, for which a simpler suboptimal detection algorithm is more attractive for technical and economic conditions. One of the ways to solve the "efficiency-cost" contradiction in IOS is to use a discrete-adaptive approach to signal processing, which is implemented in the form of a complex of non-adaptive subsystems (modes), which are automatically switched depending on the decisions of the analyzer of a given situation. The dissertation develops discrete-adaptive algorithms for signal detection in a complex of tasks containing uncorrelated, correlated, and impulse noise.

The structure of the qualification work has the following form:

the introduction shows the relevance of solving the problems of reducing the computational and hardware complexity of adaptive algorithms and signal processing systems in conditions of a complex, changing and a priori unknown interference environment. The object, subject, tasks and methods of the research are determined; the scientific novelty and practical significance of the results obtained are given; the personal contribution of the applicant is highlighted;

the first section of the dissertation is devoted to the analysis of the current state of the issue of detecting radar signals against the background of an additive mixture of interfering influences, the results of which justify the limitations (assumptions) on both the structure of the detection system and the signal and interference models in the development of discrete-adaptive systems (DAS), the goal and objectives of the research are formulated;

the second section presents the results of the structural synthesis of discrete-adaptive systems for processing coherent N-pulse signals under conditions of a complex of interference. A structural diagram of a discrete-adaptive system operating under the control of an interference environment analyzer has been developed. In the class of single-channel Doppler frequency detectors of a Gaussian signal against the background of an additive mixture of uncorrelated and correlated Gaussian interference and with restrictions on friendly fluctuations of pulses in a packet, an optimal detection algorithm invariant to Doppler phase shifts of the signal (φ_c) has been developed for these conditions. It has been proven that the synthesized algorithm is optimal according to the criterion of the likelihood ratio averaged over φ_c , as well as optimal according to the criterion of the maximum of the “detection quality indicator” averaged over φ_c when solving the problem of detecting a Gaussian signal that fluctuates “friendly” under conditions of Gaussian interference. A comparative analysis of the efficiency of the developed algorithm with the potential efficiency of the optimal multichannel algorithm for a completely known signal and with the potential efficiency of the algorithm forming the Hotelling statistics for various spectral-correlation parameters of the additive mixture of correlated and uncorrelated noise according to the probabilistic characteristics - the probability of correct detection at a given probability of false alarm depending on the signal/uncorrelated noise ratio at the system input was carried out. The research established the parameters of the signal and the additive mixture of uncorrelated and correlated noise for which the potential efficiency of the developed algorithm turns out to be higher than the efficiency of the algorithm implementing the known Hotelling statistics. Also, for a comparative analysis of the potential efficiency of two nonlinear single-channel systems for detecting a useful signal under conditions of an additive

mixture of uncorrelated and correlated Gaussian noise, an improvement index was proposed, which is the fraction of the signal/noise ratio at the output of the nonlinear system to the signal/noise ratio at its input, averaged over all possible radial velocities of the target. It was established that according to the improvement index and the parameters of the additive mixture of uncorrelated and correlated noise selected in the work, the potential efficiency of the developed algorithm turns out to be higher than the efficiency of the algorithm implementing the Hotelling statistics;

the third section is devoted to the parametric synthesis of discrete-adaptive systems for processing coherent N-pulse signals under conditions of complex interference. A two-stage method for synthesizing a discrete-adaptive signal processing system is proposed, which involves minimizing the number of interference protection modes and optimizing the parameters of the DAS under conditions of Gaussian interference. A parametric synthesis of a single-channel signal with a Doppler frequency of the DAS was carried out, in which the continuous nature of adaptation to the argument of the interference correlation function was preserved to reduce the number of modes. It is shown that the DAS synthesized in accordance with the developed methodology and the specified restrictions on maximum losses allows, with a relatively small number of interference protection modes, to provide, assuming an error-free classification of the interference situation, insignificant average losses in terms of SBP in the efficiency of signal processing against the background of an additive mixture of uncorrelated and unimodal correlated interference;

in the **fourth** section, the issue of synthesis and analysis of the effectiveness of optimal and quasi-optimal algorithms for recognizing interference classes for controlling DAS modes is addressed. Algorithms for recognizing interference classes by informative features, as which the interference power and the first and second interperiod correlation coefficients are used, are synthesized. The effectiveness of the developed algorithms is studied by the method of statistical modeling, which showed full correspondence of experimental and theoretical results. To identify the range resolution element affected by asynchronous pulsed interference, an algorithm for detecting this interference has been developed that can effectively function in conditions of an additive mixture of

uncorrelated and powerful discrete distance-correlated interference in the presence of restrictions on the dynamic range of the receiving path of the SPVI. Based on the developed algorithm for recognizing correlated interference classes, the pulsed interference detection algorithm, as well as the known optimal algorithm for measuring the Doppler phase of the interference, a structural diagram of a device is proposed that allows solving the problem of controlling DAS modes;

In the **fifth** section, a comparative study of the effectiveness of DAS in dynamic mode was conducted using the method of statistical modeling. As an efficiency criterion for comparing systems, the loss estimates in the improvement index of the adaptive and discrete-adaptive systems under analysis were chosen in comparison with the potential efficiency of the algorithm, i.e., assuming that the volume of the training sample is $n \rightarrow \infty$. The conducted studies showed that the convergence rate of the DAS under study is higher than that of systems with continuous adaptation. This result is a consequence of taking into account, when synthesizing the DAS, a priori information about the nature of the spectrum of fluctuations of the interference acting at the input of the system. A method for vector optimization of discrete-adaptive systems under conditions of a priori uncertainty of the spectral-correlation characteristics of interference using the “efficiency-cost” criterion is proposed. According to this methodology, the efficiency indicator is a function of the loss estimate in the improvement indicator for a given interference situation, which was calculated using the statistical modeling method, and the indicator of costs for practical implementation takes into account the estimates of the number of operations of addition, multiplication, division, reading from memory, which are performed in the processing system, as well as an estimate of the volume of static RAM, which is required for the implementation of the memory block of the interference situation classifier and the memory block, which stores the vectors of weight coefficients of the DAS processing matrices. With its help, a choice of the option for building a system for detecting a coherent 5-pulse signal against the background of an additive mixture of unimodal correlated and uncorrelated interference under conditions of parametric a priori uncertainty was made. The conducted studies showed that a discrete-adaptive system, the modes of which are switched depending on the results of the analysis of the interference

situation, compared to a system with continuous parameter adjustment, is 1.51 times more advantageous according to the selected vector efficiency criterion.

The paper shows the prospects for further research into discrete-adaptive signal detection in the field of radar using artificial intelligence and neural networks.

Thus, the capability and correctness of technical solutions based on the results of the dissertation research have been confirmed. The algorithms and methods developed in the paper have been implemented in the research work of the Department of Radioelectronic and Telecommunications Systems of the Educational and Scientific Institute of Information Security, Radioelectronics and Telecommunications of the National University "Odesa Polytechnic" within the framework of the state budget topic No. 201-57 "Modeling and optimization of parameters of telecommunication systems and networks" (state registration number - 0121U111053), in the activities of the limited liability company "Secret Service" and the limited liability company "Technocom Service".

Keywords: discrete-adaptive system, likelihood ratio, sufficient statistics, «friendly» fluctuations, correlated and uncorrelated Gaussian noise, improvement index, impulse noise, additive noise mixture, dynamic range.

List of publications of the applicant on the topic of the dissertation

1. Tsevukh I., Sakovich A. Single-channel doppler frequency detector of coherent synchronously fluctuating signal packets under gaussian noise. *Technology and Design in Electronic Equipment*, 2025, (1–2), 3-10. <https://doi.org/10.15222/TKEA2025.1-2.03>
2. Tsevukh I., Sakovich A. Detector of asynchronous pulse noise in conditions of additive mixture of uncorrelated and discrete in range correlated gaussian noise. *Technology and Design in Electronic Equipment*, 2025 (3–4), 22-32. <https://doi.org/10.15222/TKEA2025.3-4.22>
3. Tsevukh I., Sakovich A., Tsevukh V. Index of improvement of nonlinear single-channel signal detection systems under gaussian noise. *Technology and Design in Electronic Equipment*, 2023, (1–2), 9-13. <https://doi.org/10.15222/TKEA2023.1-2.09>
4. I. V. Tsevukh, A. V. Sokolov, A. A. Sakovich, Parametric synthesis of one-channel on doppler frequency of discrete-adaptive processing system for signal in gaussian noises. *Computer Science and Mathematical Modeling Methods*. 2017 Vol. 7, № 4, pp. 291-299.
https://immm.op.edu.ua/files/archive/n4_v7_2017/immm_n4_v7_2017.pdf
5. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich. Doppler phase-invariant algorithm for detecting a packet of uniformly fluctuating pulses under Gaussian interference conditions. *Proceedings of the 26th International Scientific and Practical Conference «Modern Information and Electronic Technologies»*, 2025, Ukraine, Odesa.
https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_10.pdf
6. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich. Development and modeling of a non-synchronous impulse interference detector for information extraction radio systems. *Proceedings of the 26th International Scientific and Practical Conference «Modern Information and Electronic Technologies»*, 2025, Ukraine, Odesa.
https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_12.pdf
7. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich. Analysis of the effectiveness of simplified single-channel signal detection procedures in conditions of Gaussian interference by the improvement index. *Proceedings of the 25th International Scientific and Practical*

Conference «Modern Information and Electronic Technologies», 2024, Ukraine, Odesa.
<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2024/29.pdf>

8. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich, V. I. Tsevukh. Analysis of the efficiency of two nonlinear single-channel signal processing systems under Gaussian interference conditions. *Proceedings of the 24th International Scientific and Practical Conference «Modern Information and Electronic Technologies»*, 2023, Ukraine, Odesa.
<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2023/12.pdf>

9. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich. Discrete-adaptive notch filter. *Proceedings of the 23rd International Scientific and Practical Conference «Modern Information and Electronic Technologies»*, 2022, Ukraine, Odesa.
<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/12-13.pdf>

10. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich, O. S. Karpenko. Modeling of the impulse interference detection algorithm for a moving target selection system. *Proceedings of the 23rd International Scientific and Practical Conference «Modern Information and Electronic Technologies»*, 2022, Ukraine, Odesa.
<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/14-15.pdf>

11. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich, L. V. Bezrukov. Impulse interference detector against the background of an additive mixture of uncorrelated and discrete-range correlated Gaussian interference. *Proceedings of the 23rd International Scientific and Practical Conference «Modern Information and Electronic Technologies»*, 2021, Ukraine, Odesa. <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2021/11-13.pdf>

12. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich. Discrete-adaptive signal detector under Gaussian interference conditions. *Proceedings of the 18th International Scientific and Practical Conference «Modern Information and Electronic Technologies»*, 2017, Ukraine, Odesa. <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2017/120.pdf>

13. I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich. Analysis of the efficiency of a discrete-adaptive signal detection system in dynamic mode under Gaussian noise conditions. *Proceedings of the 27th International Scientific and Practical Conference "Modern Information and Electronic Technologies"* 2026, Ukraine, Odesa
https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2026/MIET_2026_36.pdf

ЗМІСТ

Вступ.....	20
1 Аналіз методів розробки адаптивних систем виявлення сигналів в умовах комплексу завад.....	26
1.1 Стислий опис моделей заважаючих впливів	26
1.2 Аналіз методів розроблення адаптивних систем виявлення в умовах параметричної апріорної невизначеності.....	28
1.3 Структура виявника сигналу на тлі комбінованої завади з урахуванням різномірного характеру заважаючих впливів.....	34
Висновки до розділу 1	37
2 Структурний синтез дискретно-адаптивної системи обробки в умовах довільного комплексу різномірних завад з їх почерговою компенсацією	40
2.1 Метод переходу від систем обробки з безперервною до систем з дискретною перебудовою параметрів.....	40
2.2 Структура виявника сигналу на тлі комбінованої завади з урахуванням різномірного характеру заважаючих впливів.....	41
2.3 Синтез одноканального за доплерівською частотою виявляча гаусового «дружно» флюктуючого сигналу в умовах гаусових завад	47
2.4 Аналіз ефективності синтезованого одноканального за доплерівською частотою сигналу алгоритму обробки в умовах завад	51
Висновки до розділу 2.....	62
3 Параметричний синтез дискретно-адаптивної системи обробки в умовах гаусових завад	65
3.1 Розробка методики параметричного синтезу дискретно-адаптивної системи	65
3.2 Результати параметричного синтезу одноканальної з доплерівської частоти сигналу ДАС в умовах адитивної суміші некорельованої і унімодальної корельованої гаусових завад.....	71
Висновки до розділу 3.....	75

4 Синтез та дослідження ефективності алгоритмів розпізнавання завадової обстановки для керування режимами дискретно-адаптивної системи	77
4.1 Синтез алгоритму розпізнавання М завад з різними коваріаційними матрицями.....	77
4.2 Розробка та дослідження ефективності алгоритмів розпізнавання завад за їх інформативними ознаками.....	79
4.3 Виявник несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад ...	90
4.4 Розробка структурної схеми пристрою керування режимами ДАС	105
Висновки до розділу 4.....	108
5 Дослідження ефективності дискретно-адаптивної системи обробки в умовах комплексу завад у динамічному режимі	110
5.1 Розробка методики векторної оптимізації дискретно-адаптивних систем виявлення сигналів за критерієм «ефективність-витрати» в умовах параметричної апіорної невизначеності.....	110
5.2 Попередній аналіз ефективності розроблених дискретно-адаптивних систем виявлення сигналів у динамічному режимі в умовах комплексу завад	116
5.3 Порівняльне дослідження ефективності ДАС і СБА по критерію середніх втрат за показником поліпшення	122
5.4 Порівняльне дослідження ефективності ДАС і СБА в умовах унімодальної корельованої, некорельованої та імпульсної завад	126
5.5 Варіант векторної оптимізації дискретно-адаптивної системи виявлення сигналів в умовах завад.....	127
5.6 Перспективи подальших досліджень	130
Висновки до розділу 5.....	133
Загальні висновки.....	135
Список використаних джерел.....	140
Додаток А Список публікацій здобувача за темою дисертації	150
Додаток Б Опис комбінованої завади	153
Додаток В Блок-схема програми першого етапу параметричного синтезу	164

Додаток Г Таблиці результатів параметричного синтезу дискретно-адаптивної системи	165
Додаток Д Довідки про використання результатів дисертаційної роботи.....	174

Актуальність теми дисертаційної роботи. Однією з основних вимог, що висуваються до існуючих та проєктованих багатофункціональних систем передачі та вилучення інформації (СПВІ), є висока завадозахищеність в умовах складної, мінливої та апіорно невідомої завадової обстановки. Відомо [1]–[3], що ефективні системи обробки корисного сигналу за умов завад повинні синтезуватися з допомогою тесту відносини правдоподібності. Отримані таким чином алгоритми мінімізують, у певному сенсі, ризик, пов'язаний із застосуванням неправильних рішень, що є важливим при побудові систем, на виході яких приймається рішення про наявність чи відсутність у вихідному процесі корисного сигналу [4]–[6]. Застосування оптимальних алгоритмів на вирішення конкретних радіотехнічних завдань ускладнюється з огляду на специфіку, що полягає у неможливості досить обґрунтованого завдання ймовірнісних і навіть спектрально-кореляційних характеристик сигналу і завад, а також вимог до реалізації алгоритмів у реальному масштабі часу за збереження їх стійкості до асимптотично оптимальним рішенням [7]–[8]. Крім того складні адаптивні оптимальні багатовимірні алгоритми, через їх високу технічну складність не можуть використовуватися в мобільних [47]–[48] радіолокаторах, для яких більш прості підоптимальні алгоритми виявлення являють собою привабливе технічне та економічне вирішення цієї проблеми. У зв'язку з цим актуальне значення набувають вимоги зменшення обчислювальної та апаратурної складності адаптивних алгоритмів та систем обробки сигналів в умовах вказаного вище комплексу завад. У низці праць [91]–[92], [97]–[98] для її вирішення запропоновано використовувати адаптивну систему, що складається з сукупності неадаптивних підсистем (режимів), що автоматично перемикаються залежно від результатів завадової обстановки, так званих дискретно-адаптивних систем обробки сигналів (ДАС).

В даний час задача синтезу ДАС ще далека від свого повного вирішення. Зокрема відсутня методика мінімізації параметрів режимів завадозахисту ДАС при

додатковому обмеженні на рівень втрат в ефективності порівняно з системами з безперервною перебудовою параметрів (СБП). Недостатньо вивчені питання синтезу і аналізу ефективності алгоритмів керування ДАС.

Метою дисертаційної роботи є розвиток заснованих на принципі дискретної адаптації методів синтезу одноканальних за доплерівською частотою сигналу адаптивних алгоритмів і систем виявлення радіолокаційних цілей на тлі комплексу завад для зменшення їх обчислювальної та апаратурної складності при контрольованому обмеженні на рівень втрат в ефективності ДАС порівняно з СБП.

Для досягнення вказаної мети дослідження в дисертаційній роботі було **поставлено та розв'язано наступні задачі:**

- розглянуто існуючі оптимальні алгоритми виявлення корисних сигналів в умовах складної, мінливої і апіорно невідомої завадової обстановки та обґрунтовано обмеження (допущення) як на структуру системи, так і на моделі сигналу і завад, при розробці ДАС;

- розроблено структурну схему побудови ДАС що передбачає почергову компенсацію різнорідних завад входять до комплексу і містить для керування режимами аналізатор завадової обстановки;

- розроблено методику синтезу ДАС що мінімізує число режимів завадозахисту та оптимізує параметри дискретно-адаптивної системи обробки сигналів при додатковому обмеженні на величину втрат в ефективності порівняно з СБП;

- синтезовано оптимальний за критерієм усередненого по фазі сигналу (φ_c) відношення правдоподібності, а також оптимальний за критерієм максимуму усередненого по φ_c «показника якості виявлення» одноканальний виявник «дружно» флуктуючого пакету імпульсів в умовах адитивної суміші корельованої та некорельованої гаусових завад;

- проведено параметричний синтез одноканальної за доплерівською частотою дискретно-адаптивної системи обробки сигналів в умовах адитивної суміші корельованої та некорельованої гаусових завад.

- синтезовано та досліджена ефективність алгоритмів розпізнавання

завадової обстановки для керування режимами ДАС;

– проведено використанням методу статистичного моделювання порівняльне дослідження ефективності ДАС з СБП у динамічному режимі.

Наукова новизна отриманих результатів, які виносяться на захист, полягає в тому, що *вперше*:

– запропоновано метод вирішення задачі синтезу дискретно-адаптивної системи обробки, що дозволяє мінімізувати кількість та оптимізувати параметри режимів завадозахисту при обмеженні на рівень втрат в ефективності порівняно з системами з безперервною перебудовою параметрів;

– синтезовано ефективний алгоритм когерентне-некогерентного одноканального виявлення «дружно» флуктуючого пакету імпульсів в умовах адитивної суміші корельованої та некорельованої гаусових завад, що є оптимальним за критерієм усередненого по фазі сигналу відношення правдоподібності, а також оптимальним за критерієм максимуму усередненого по φ_c «показника якості виявлення»;

– запропоновано для вирішення завдання аналізу виявників з класу нелінійних структур використовувати показник поліпшення, який є часткою відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до відношення сигнал/завада на її вході, усередненим за всіма можливими радіальними швидкостями цілі, отримані точні математичні вирази показника поліпшення для синтезованого і відомого алгоритмів;

– запропоновано алгоритм виявлення імпульсних несинхронних завад для радіосистем вилучення інформації що може ефективно функціонувати в умовах адитивної суміші некорельованої та потужної дискретної за відстанню корельованої завади при наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту радіотехнічної системи (РТС).

Практична цінність роботи полягає в тому, що запропонований метод синтезу одноканальних за доплерівською частотою сигналу дискретно-адаптивних алгоритмів і систем виявлення радіолокаційних цілей на тлі комплексу завад дозволили зменшити обчислювальну та апаратурну складність адаптивних

алгоритмів та систем обробки сигналів в умовах комплексу заважаючих впливів, що містить некорельовану (НЗ), корельовану (КЗ) та імпульсну (ІЗ) завади при контрольованому обмеженні на рівень втрат в ефективності ДАС порівняно з СБП.

Отримані у кваліфікаційній роботі результати використані у науково-дослідних роботах кафедри радіоелектронних і телекомунікаційних систем Навчально-наукового інституту інформаційної безпеки, радіоелектроніки та телекомунікацій Національного університету «Одеська політехніка» в рамках держбюджетної теми № 201-57 "Моделювання та оптимізація параметрів телекомунікаційних систем та мереж" (номер державної реєстрації - 0121U111053), у діяльності товариства з обмеженою відповідальністю «Секрет Сервіс» та товариства з обмеженою відповідальністю «Техноком Сервіс».

Об'єкт досліджень – процеси передачі та вилучення інформації в системах які функціонують в умовах, складної, мінливої та апіорно невідомої завадової обстановки.

Предмет досліджень — дискретно-адаптивні алгоритми обробки корисних сигналів на тлі комплексу завад при контрольованому обмеженні на рівень втрат в ефективності ДАС порівняно з СБП.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених задач була використана статистична теорія радіолокації, що містить методи виявлення сигналів, оцінювання параметрів завад і адаптивний байєсовий підхід. При вирішенні конкретних задач використовуються: теорія вірогідності, багатомірний статистичний аналіз, теорія матриць, теорія розпізнавання образів, методи комбінаторного програмування, а також методи статистичного моделювання.

Особистий внесок здобувача. Основні наукові положення, висновки і рекомендації, що містяться в дисертації та виносяться на захист, отримано здобувачем особисто в період з 2017 по 2026 рік. У статті [1] та роботі [5] внесок здобувача полягає в використанні при синтезі виявника моделі сигналу з дружними флуктуаціями імпульсів у пакеті, у статті [2] та роботах [6], [10], [11] – запропоновано метод виявлення несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої

гаусових завад, у статті [3] та роботі [7], [8], [13] – отримані точні математичні вирази показника поліпшення для синтезованого і відомого алгоритмів, проведені дослідження їх ефективності, у статті [4] та роботах [9], [12] – запропоновано структурну схему та покроковий алгоритм параметричного синтезу одноканальної дискретно-адаптивної системи.

Апробація результатів дисертації. Основні теоретичні положення та отримані практичні результати дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на: XXVII Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології» (26-27 травня, 2026, Одеса, Україна); XXVI Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології» (27-28 травня, 2025, Одеса, Україна); XXV Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології» (26-27 травня, 2024, Одеса, Україна); XXIV Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології» (29-31 травня, 2023, Одеса, Україна); XXIII Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології» (23-27 травня, 2022, Одеса, Україна); XXII Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології» (24-28 травня, 2021, Одеса, Україна); XVIII Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології» (25-29 травня, 2017, Одеса, Україна);

Публікації. Основні наукові результати дисертаційної роботи викладено у 13-ти наукових роботах, в тому числі: у 4-х статтях, які опубліковано у виданнях, включених до Переліку фахових видань України (категорії «Б») та індексуються у міжнародних наукометричних базах даних (зокрема, Index Copernicus International, Ulrich's Periodicals Directory, Electronic Journals Library, Google Scholar); а також у 9-ти тезах Міжнародних наукових конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається з анотації, вступу, п'яти розділів, загальних висновків, списку використаної літератури з 117 найменувань (на 10 сторінках), 5 додатків (на 27 сторінках), 36 рисунків та 2

таблиць. Загальний обсяг дисертаційної роботи складає 176 сторінок, в тому числі 120 сторінок основного тексту.

1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ РОЗРОБКИ АДАПТИВНИХ СИСТЕМ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ В УМОВАХ КОМПЛЕКСУ ЗАВАД

Питання захисту приймача РТС від завад перебувають під пильною увагою вчених уже кілька десятиків років. В основоположних роботах [1]–[3] показано, що ефективні системи виявлення корисного сигналу в умовах завад повинні синтезуватися з використанням тесту відносини правдоподібності. Отримані в такий спосіб алгоритми мінімізують у певному змісті ризик пов'язаний із застосуванням неправильних рішень, що є досить важливим при побудові систем, на виході яких приймається рішення щодо наявності або відсутності у вхідному процесі корисного сигналу [4]–[5]. Крім того, тест відносини правдоподібності дає рішення, які виявляються оптимальними для великої кількості критеріїв ефективності [6]–[7], наприклад, максимуму відносини сигнал-завада (BC3), мінімуму середньоквадратичної помилки (СКП) і ін. Рішення, які реалізують складні адаптивні оптимальні багатовимірні алгоритми [8], [22], [43], [52], [54], через їх високу технічну складність не можуть використовуватися в мобільних радіолокаторах, для яких більш прості підоптимальні алгоритми виявлення являють собою привабливе технічне та економічне вирішення цієї проблеми. Розробка таких алгоритмів вимагає введення певних обмежень (допущень) як на структуру системи, так і на моделі сигналу і завад, що входять до комплексу.

Розгорнутий опис моделей заважаючих впливів, прийнятих у роботі наведено у Додатку 1. У цьому розділі наведемо математичні моделі заважаючих впливів лише у стислому вигляді.

1.1 Стислий опис моделей заважаючих впливів

Зазначимо, що усі існуючі види завад, які діють на РТС з математичної точки зору та характеру впливу на систему завадозахисту можна умовно представити у вигляді трьох компонентів [19]: корельованої η_i , некорельованої γ_i та імпульсної δ_i завади. Тобто на практиці на систему діє комплекс завад виду $\xi_i = \eta_i + \gamma_i + \delta_i$.

Математичний опис завад що входять до комплексу наведено у Додатку Б.

В даному розділі стисло опишемо кожен з них.

1.1.1 Корельована завада.

Поряд з пасивними завадами, які є результатом відбиття зондувального сигналу від підстилаючих поверхонь (земної і водної), протяжних метеоутворень (дощу, снігу, граду, туману) є ще багато джерел корельованих завад як природного, так і штучного походження [11]–[13]. Вплив пасивних завад проявляється у придушенні і маскуванні корисних сигналів, особливо, при виявленні малорозмірних цілей, що низько летять. Інтенсивність корельованих завад, як правило, істотно перевищує рівень власних шумів приймача та сигналу від цілі, що ускладнює радіолокаційне спостереження, а іноді робить його взагалі неможливим.

У силу центральної граничної теореми, за умови однорідності статистичних характеристик завади в межах часового інтервалу, що аналізується, допустимим є опис корельованої завади нормальною щільністю розподілу ймовірностей, з коваріаційною матрицею B_K , елементи якої

$$b_{ik} = \sigma_K^2 r_{ik} e^{j(i-k)\varphi_K} \quad (1.1)$$

де σ_K^2 – потужність корельованої завади;

r_{ik} – коефіцієнти міжперіодної кореляції;

$\varphi_K = 2\pi f_d T$ – доплерівській зсув фази завади за період повторення T ;

f_d – доплерівська частота завади.

1.1.2 Некорельована завада.

Некорельована завада включає в себе внутрішні шуми приймача і активні стаціонарні загороджувальні завади [15], [38]. Ці заважаючі впливи, що пройшли через вузькосмугові фільтри описуються нормальною щільністю розподілу ймовірностей з міжперіодним коефіцієнтом кореляції близьким до нуля. Отже, для задач міжперіодної обробки сигналів некорельовану заваду можна описати нормальною щільністю розподілу ймовірностей з діагональною коваріаційною

матрицею

$$B_H = \sigma_H^2 I, \quad (1.2)$$

де σ_H^2 – потужність некорельованої завади;

I – одинична матриця.

1.1.3 Імпульсна завада.

Вважатимемо, що несинхронна імпульсна завада є відрізками випадкового процесу з довільною випадковою тривалістю і хаотичним періодом повторення [11], [28], [57]. Її наближено можна описати нормальною щільністю розподілу ймовірностей з коваріаційною матрицею B_I . Для вектора вхідного процесу X , v -й елемент якого містить імпульсну заваду коваріаційна матриця має вигляд

$$B_I = \sigma_i^2 e_v e_v^*, \quad (1.3)$$

де σ_i^2 – потужність імпульсної завади;

e_v – N -мірний вектор з відмінним від нуля і рівним одиниці v -елементом.

Таким чином, коваріаційна матриця комбінованої завади являє собою суму коваріаційних матриць окремих складових

$$B_Z = B_K + B_H + B_I. \quad (1.4)$$

1.2 Аналіз методів розроблення адаптивних систем виявлення в умовах параметричної апріорної невизначеності

При справедливості гаусової апроксимації щільності розподілу ймовірності завади, структура оптимальної за критерієм відносини правдоподібності системи виявлення визначається достатньою статистикою виду:

– для повністю відомого сигналу [31]–[33]:

$$l = X^* B_3^{-1} S, \quad (1.5)$$

де X – N -мірний вектор вибірових відліків комплексної огибаючої вхідного процесу;

B_3 – коваріаційна матриця завади;

$*$ – знак, що позначає комплексне спрягання та транспонування;

S – вектор корисного сигналу, причому алгоритм (1.5) є оптимальним також за критерієм максимуму відносини сигнал-завада [1]–[2];

– для випадкового гаусового сигналу з відомими спектрально-кореляційними властивостями

$$d = X^* [B_3^{-1} - (B_c + B_3)^{-1}] X, \quad (1.6)$$

де B_3 – коваріаційна матриця сигналу.

Застосування оптимальних алгоритмів (1.5) і (1.6) для рішення конкретних радіолокаційних завдань ускладнюється в силу специфіки останніх, що полягає в неможливості досить обґрунтованого завдання імовірнісних або навіть спектрально-кореляційних характеристик сигналу та завади, а також вимог реалізації алгоритмів у реальному масштабі часу при збереженні їхньої стійкості до асимптотично оптимальних рішень.

Особливо гостро проблема забезпечення високої завадозахищеності встає при створенні складних багатоканальних радіолокаційних комплексів, коли з однієї сторони істотне ускладнення завдань, розв'язуваних з їхньою допомогою, приводить до зростання вимог до якісних характеристик виявлення сигналів на тлі комплексу завад, а з іншого боку, практична реалізація таких комплексів, число рознесених каналів прийому в які, досягає декількох десятків, сотень і, навіть, тисяч [30], [36], а число каналів частотно-часової обробки перевищує кілька тисяч [30], [55], [56], вимагає гранично можливого при припустимому рівні зниження ефективності спрощення апаратури каналів. Поряд із цим, спрощення алгоритмів, а, отже, і пристроїв обробки сигналів при контрольованому рівні втрат в

ефективності в порівнянні з оптимальними, є досить актуальним і при побудові автономних бортових РЛС.

Тому в цей час відбувається інтенсивний розвиток теорії статистичного синтезу локаційних структур у напрямку розробки різних методів подолання апіорної невизначеності [67], [74], [77]–[79] з метою одержання алгоритмів і пристроїв, економічних з погляду практичної реалізації та стійких до змін енергетичних і імовірнісних розподілів вхідних впливів.

Ряд авторів [5]–[6], [16], [35]–[38] виділяють п'ять основних підходів до подолання апіорної невизначеності: пошук незміщених рівномірно найбільш потужних (РНМ) алгоритмів в умовах параметричної апіорної невизначеності; непараметричний підхід – використання знакових і рангових алгоритмів; квазінепараметричний з використанням робастних (стійких) алгоритмів; адаптивний підхід з використанням навчальних вибірок; використання асимптотично оптимальних алгоритмів. Досить повне узагальнення та шляхи подальшого розвитку теоретичних основ проблеми подолання апіорної невизначеності втримуються в роботах [8], [43].

При розробці радіолокаційних станцій, загалом кажучи, можуть бути застосовані всі перераховані методи. У той же час треба, відзначити, що використання непараметричних методів і принципів інваріантності має ряд обмежень [16], [37], основним з яких є вимога незалежності елементів вибірки. При корельованих елементах непараметричні властивості губляться. Застосування принципів інваріантності та подоби обмежується класом експонентних розподілів достатніх статистик [16], [73], [78]. Тому підвищений інтерес розроблювачів РЛС викликає застосування адаптивних алгоритмів обробки сигналів [38]–[40], які у свою чергу підрозділяються на ітеративні та прямі. Проведені в [18], [34]–[35] дослідження показали, що ітеративні алгоритми мають повільну збіжність до сталого режиму. Крім того, їхня ефективність істотно залежить від спектрально-кореляційних властивостей завади і є низькою в умовах наявності у вхідній суміші імпульсних і дискретних по дальності корельованих завад, що займають обмежену кількість елементів дозволу. Більше прийнятними з погляду швидкості збіжності

виявляються прямі методи настроювання вагових коефіцієнтів, засновані на ідеях заміни в отримані за умови апріорної невизначеності алгоритмах, кореляційної матриці завади B_3 її оцінкою. Зокрема, в [8], [43], [80]–[81] запропоновано при використанні адаптивного байєсівського підходу замінювати фіксовані параметри кореляційної матриці завади B_3 оцінками максимальної правдоподібності, отриманими з навчальної вибірки об'єму n (у відсутності корисного сигналу). Тоді алгоритми (1.5) і (1.6) трансформуються до виду:

$$\hat{l} = X^* \hat{B}_3^{-1} S, \quad (1.7)$$

$$\hat{d} = X^* \left[\hat{B}_3^{-1} - (B_c + \hat{B}_3)^{-1} \right] X, \quad (1.8)$$

$$\hat{B}_3 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i X_i^*, \quad (1.9)$$

де $\hat{B}_3$ – оцінка максимальної правдоподібності (ОМП) коваріаційної матриці завади;

n – обсяг навчальної вибірки.

Одним зі шляхів подолання апріорної невизначеності щодо параметрів корисного сигналу є [1]–[2], [42]–[43] перехід до багатоканальних по параметру, що цікавить, систем. Так, наприклад, апріорна невизначеність значення доплеровської частоти (фази) корисного сигналу може бути подолана при використанні l – каналних систем обробки, що реалізують наступні статистики:

$$\hat{l}_k = X^* \hat{B}_3^{-1} S_k, \quad (1.10)$$

де $S_{kj} = S_0 e^{i(j-1)\Psi_k}, j = \overline{1, N}, k = \overline{1, L}, \Psi_k = -\pi + 2\pi \frac{k}{L}$.

$$\hat{d}_k = X^* \left[\hat{B}_3^{-1} - (B_{ck} + \hat{B}_3)^{-1} \right] X, \quad (1.11)$$

де $b_{jm}^{ck} = |b_{jm}^c| e^{i(j-m)\Psi_k}$;

$$j = \overline{1, N}, k = \overline{1, L}, \Psi_k = -\pi + 2\pi \frac{k}{L}.$$

Відзначимо, що оптимальне число та розміщення (Ψ_k) частотних каналів для алгоритму (1.10) можна визначати згідно [2]–[3]. У найпростішому випадку їх розміщення приймається рівномірної. З (1.10) і (1.11) видно, що основна частка обчислювальних витрат доводиться на оцінювання та обіг вибіркової коваріаційної матриці завади для чого потрібно в загальному випадку порядку $O(N^3)$ комплексних операцій множення, необхідність виконання яких у реальному масштабі часу висуває підвищені вимоги до обсягу та швидкодії апаратури. Це утрудняє, певною мірою, реалізацію оптимального алгоритму (1.10), а від практичної реалізації багатоканального алгоритму (1.11) часто взагалі відмовляються.

Разом з тим, у багатьох радіолокаційних завданнях при виділенні сигналу не потрібне знання радіальної швидкості цілі, що спричиняє широкий пошук різних алгоритмів як лінійної так і нелінійної обробки в заданому класі одноканальних структур. У літературі описані, наприклад, численні варіанти побудови режекторних фільтрів (РФ) [2]–[3], [5]. Зокрема класичною схемою, що застосовується в когерентно-імпульсних системах, є пристрій багаторазового черезперіодного віднімання з біноміальними ваговими коефіцієнтами. Ефективність даного пристрою в умовах завад з гаусовою формою спектра флуктуації аналізувалася в роботах [14], [39], де були встановлені кількісні значення втрат у порівнянні з фільтрами з повною адаптацією на тлі пасивної завади та адитивній суміші пасивної завади та некорельованого шуму.

Сполучення найпростішого виду адаптації до аргументу кореляційної функції завади та пристрою однократної черезперіодної компенсації (ЧПК) докладно досліджене в [2], а в роботі [6] показано, що зазначений спосіб адаптації не забезпечує граничної ефективності придушення пасивних завад.

Тому велике значення в літературі приділяється розгляду РФ оптимальних за різними критеріями якості, що дозволяють адаптуватися не тільки до центральної частоти, але та до форми енергетичного спектра в цілому.

Особливе місце займають РФ, для синтезу яких використовується критерій максимуму усередненої в діапазоні можливих доплеровських частот сигналу

$[f_{dmin}; f_{dmax}]$ імовірності правильного виявлення $\bar{D}$ при заданому значенні імовірності фіктивної тривоги F [75]:

$$W_{\bar{D}} = \arg \max_W \bar{D} = \arg \max_W \left\{ \frac{1}{f_{dmax} - f_{dmin}} \int_{f_{dmin}}^{f_{dmax}} \exp \left[\frac{\ln F}{1 + q(W, f_d)} \right] df_d \right\}, \quad (1.12)$$

де $q(W, f_d)$ – відношення сигнал-завада на виході синтезованого лінійного фільтра, що є функцією вектора фільтра W і доплеровської частоти сигналу f_d .

Режекторні фільтри оптимальні за імовірнісним критерієм є найбільш ефективними для рішення завдання селекції рухомих цілей у класі лінійних одноканальних структур. Однак їхня практична реалізація в умовах апіорної невизначеності вкрай скрутна через великий обсяг обчислювальних витрат, що вимагаються для максимізації функціонала (1.12).

У зв'язку із цим широке поширення на практиці для синтезу РФ одержали критерії максимуму середнього відношення сигнал/завада і мінімуму СКП, відповідно до яких значення векторів вагових коефіцієнтів (ВВК) визначаються з рівнянь

$$\hat{B}_3 W_{ссз} = \lambda W_{ссн}, \quad (1.13)$$

$$W_{СКП} = \hat{B}_3^{-1} e_i / e_i^T \hat{B}_3^{-1} e_i, \quad (1.14)$$

де λ – мінімальне власне значення матриці $\hat{B}_3$,

e_i – i -ий стовбець одиничної діагональної матриці.

Недоліком пристроїв, що реалізують алгоритми (1.13), (1.14), як, втім, і всіх лінійних РФ, є припинення росту ефективності обробки сигналів при збільшенні числа оброблюваних імпульсів вище деякого значення N_0 , що залежить від спектрально-кореляційних властивостей завади.

У роботі [21] для рішення завдання синтезу одноканальної системи

спостереження по дальності за ціллю у класі нелінійних структур було запропоновано використати статистику Готелінга:

$$T^2 = X^* \hat{B}_3^{-1} X. \quad (1.15)$$

Причому в [21] показано, що алгоритм (1.11) є оптимальним за критерієм відносини правдоподібності при перевірці гіпотези H_0 : X – належить гаусівському розподілу $N(0, B_3)$ (тільки завада) проти альтернативи H_1 : вибірка належить гаусівському розподілу $N(\mu, B_3)$, $\mu \neq 0$ (завада + сигнал) для невідомої коваріаційної матриці завади та кінцевого обсягу вибірки n . В [23]–[25] на основі модифікованої статистики Готелінга розроблені досить прості, з погляду технічної реалізації, структурні схеми пристроїв виявлення сигналів на тлі одно- і двохзв’язаних марковських завад з невідомими коваріаційними властивостями. Зрозуміло, що область їхнього застосування обмежена певним видом завад. Відзначимо також, що при рішенні завдання виявлення випадкового гаусового сигналу на тлі гаусових завад потенційна ($n \rightarrow \infty$) ефективність алгоритму (1.15) виявляється істотно нижче ефективності алгоритму, що реалізує тест співвідношення правдоподібності (1.6).

1.3 Структура виявника сигналу на тлі комбінованої завади з урахуванням різнорідного характеру заважаючих впливів

Як було показано у підрозділі 1.2, за допущенням гаусових моделей завад, що входять до комплексу, оптимальний за критерієм максимуму відношення сигнал/завада алгоритм виявлення вимагає обчислення достатньої статистики виду

$$l = X^* B_3^{-1} S,$$

Застосування оптимальних алгоритмів виявлення сигналу на тлі комплексу завад при вирішенні конкретних радіолокаційних завдань ускладнюється як через

неможливість досить обґрунтованого завдання ймовірнісних і навіть спектрально-кореляційних характеристик сигналу і комбінованої завади, так й через вимог до реалізації алгоритмів у реальному масштабі часу за збереження їх стійкості до асимптотично оптимальних рішень [82]–[86].

У ряді робіт для розробки спрощеної, з точки зору обчислювальної складності, використовується апріорна інформація про різномірність заважаючих впливів [19], [45], [53] Процедура виявлення корисного сигналу при такому допущенні зводиться до почергової компенсації завад, що входять в комплекс.

В [19] показано, що з урахуванням апріорної інформації про різномірний характер впливів, що заважають, коваріаційну матрицю комбінованої завади можна подати у виді

$$B_3 = [(B_K + B_H)^{-1} B_i + I]^{-1} [B_H^{-1} B_K + I]^{-1} B_H^{-1}, \quad (1.16)$$

Тоді процедура виявлення (1.5) корисного сигналу буде записана у вигляді алгоритму з почерговою компенсацією імпульсної, корельованої і некорельованої завад, які входять до комплексу

$$l = \{[(B_K + B_H)^{-1} B_i + I]^{-1} [B_H^{-1} B_K + I]^{-1} B_H^{-1}\} S \quad (1.17)$$

В [19]–[20] показано, що оптимальна процедура (1.17) виявлення корисного сигналу на тлі комплексу завад зводиться до послідовної оптимальної за середньоквадратичним відхиленням (СКВ) компенсації кожної, що входять до ансамблю, «не білої» завади (спочатку імпульсної, а потім корельованої) та узгодженої обробки в умовах "білих" шумів. Причому оптимальний по СКВ компенсатор імпульсної завади повинен здійснювати заміну ураженого ІЗ елемента вибірки вхідного процесу, зваженою сумою значень x_j^* , що не містять ІЗ, а подальші перетворення в (1.17), зводяться до послідовно проведених операцій оптимального по СКВ режектування КЗ і когерентного накопичення.

На першому етапі боротьби з комбінованою завадою, а саме для компенсації

імпульсної завади алгоритм обробки (1.17) передбачає наявність апріорної інформації про номер елемента вектору вхідного процесу та номер елементу дозволу за дальністю що уражені ІЗ. На практиці така інформація відсутня і виникає потреба її визначення шляхом виявлення ІЗ на тлі суміші інших завад.

У зв'язку з тим, що в ряді випадків необхідно знати завадову ситуацію в секторі виявлення корисного сигналу, пропонується ввести в пристрій обробки сигналів класифікатор завадових ситуацій, котрий буде дозволяти виводити на індикаторний пристрій різними кольорами межі кластерів [46], [61]–[62], [76] завад. Функціональна схема підключення класифікатора завадових ситуацій представлена на рис. 1.1, де ПОС – пристрій обробки сигналів, КЗС – класифікатор завадових ситуацій, ІП – індикаторний пристрій.

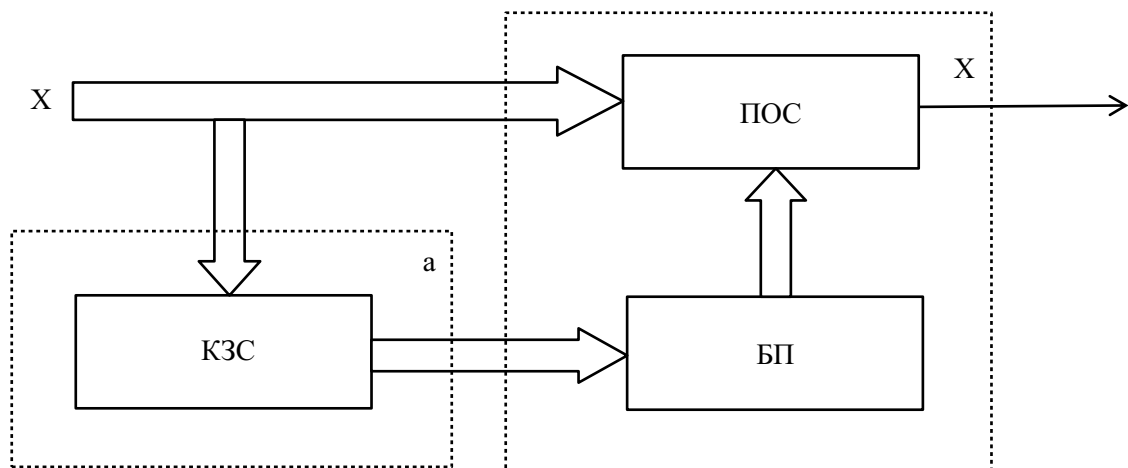


Рисунок 1.1 – Функціональна схема системи обробки та індикації сигналів

Як треба з визначення завдання розпізнавання [87], алгоритм класифікації повинен здійснювати вимір ознак розпізнаваних об'єктів. Важливим, у зв'язку з цим є визначення мінімальної кількості ознак, здатних забезпечити необхідну вірогідність розпізнавання. Спробам рішення поставленого завдання присвячена велика кількість робіт [93]–[96], [104]–[106], однак, треба визнати, що закінченого формального апарата, що дозволяє її вирішити, дотепер немає.

З найбільш часто використовуваних видів ознак, критерії ефективності яких не зв'язані безпосередньо з імовірністю помилки розпізнавання, виділяють дискримінантні ознаки [87], загальні ознаки Карунена-Лоева [88], ознаки, отримані

шляхом максимізації дивергенції.

Вирішальне правило будується в просторі вихідного опису або, що більш доцільно, у просторі ознак. Методи побудови вирішальних правил докладно розглянуті в [107], [115]. Найбільше поширення для побудови вирішальних правил одержали критерій Байєса, мінімаксий критерій, критерій Неймана-Пірсона, непараметричні методи, правила найближчого сусіда.

Однієї з типових завдань, які повинен вирішувати класифікатор завадової обстановки, є завдання розпізнавання, імпульсної завади на тлі дискретної по дальності пасивної завади та некорельованого шуму [114], [116], [117]. У випадку стаціонарних завад відомої потужності дане завдання вирішується порівняно просто. Алгоритм розпізнавання може бути отриманий, наприклад, на підставі відносини правдоподібності [87]–[88].

У реальній обстановці, коли умови спостереження та характер місцевості від району до району досить мінливі та апріорно не визначені, потужність пасивної завади та некорельованого шуму невідома і може мінятися в широких межах. У цих умовах перевагу віддають системам виявлення інваріантним до потужності завад і працюючої, наприклад, по методу контрасту. Особливості побудови таких систем в умовах дискретної по дальності пасивної завади та некорельованого шуму в цей час також недостатнє вивчені [89]–[90], [99]–[100].

Висновки до розділу 1

У першому розділі 1 проаналізовано принципи побудови сучасних систем виявлення корисних радіосигналів в умовах дії на вході радіотехнічної системи передачі або витягу інформації комплексу різнорідних заважаючих впливів. Показано, що ефективні системи виявлення корисного сигналу в умовах завад повинні синтезуватися з використанням тесту співвідношення правдоподібності. Отримані в такий спосіб алгоритми мінімізують у певному змісті ризик пов'язаний із застосуванням неправильних рішень, що є досить важливим при побудові систем, на виході яких приймається рішення щодо наявності або відсутності у вхідному

процесі корисного сигналу. Складність практичної реалізації адаптивних оптимальних виявників корисного сигналу з безперервною перебудовою параметрів залежно від завадової обстановки робить актуальним пошук спрощених варіантів побудови та розрахунків параметрів таких систем. Одним з шляхів спрощення є використання дискретно-адаптивної системи обробки, режими якої перемикаються у залежності від результатів аналізу завадової обстановки. Показано, що:

- у теперішній час недостатньо вивчені питання структурного синтезу ДАС в умовах комплексу завад у припущенні щодо різноманітного характеру завад, які входять до комплексу;

- значна відмінність між ефективністю оптимального, що реалізує тест відношення правдоподібності, та тих що використовуються на практиці одноканальних нелінійних алгоритмів обробки корисних сигналів вказує на певну прогалину в частині розробки алгоритмів такого класу;

- недостатньо уваги приділено питанням розробки методикам параметричного синтезу ДАС в умовах адитивної суміші корельованої і не корельованої гаусових завад;

- недостатньо розглянуті у літературі питання синтезу і аналізу алгоритмів розпізнавання завадової обстановки, зокрема питанням виявлення несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад.

З урахуванням вказаного вище, задачами дослідження є:

- проведення структурного синтезу ДАС беручи до уваги різноманітний характер та гаусову щільність розподілу ймовірностей завад, що входять до комплексу;

- синтез і дослідження ефективності оптимального, що реалізує тест відношення правдоподібності, та квазіоптимальних одноканальних нелінійних алгоритмів обробки сигналів в умовах гаусових завад.

- розробка методики мінімізації числа та оптимізації параметрів режимів завадозахисту ДАС, проведення параметричного синтезу одноканальної нелінійної

дискретно-адаптивної системи обробки сигналів в умовах гаусових завад.

- розробка і дослідження ефективності оптимального та квазіоптимальних одноканальних нелінійних алгоритмів розпізнавання завадової обстановки, зокрема методики виявлення несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад;
- дослідження ефективності ДАС у динамічному режимі.

Відомо [101]–[102], що методологічно проектування пристрою або системи можна розглядати як сукупність трьох основних задач: вибору структури (алгоритму) тобто структурного синтезу; вибору значень параметрів системи, тобто параметричного синтезу; порівняння ефективності різних варіантів побудови систем з метою вибору найкращого варіанту. Причому вирішуються вказані задачі часто не по черзі, а одночасно, при безперервній взаємодії складових частин.

З огляду на це, структура кваліфікаційної роботи така: **перший розділ** присвячено аналізу сучасного стану питання виявлення радіолокаційних сигналів на тлі адитивної суміші заважаючих впливів, за результатами якого обґрунтовано обмеження (допущення) як на структуру системи виявлення, так і на моделі сигналу і завад, при розробці дискретно-адаптивних систем, сформульовано мету та завдання досліджень; **другий та третій розділи** містять результати структурного та параметричного синтезу дискретно-адаптивних систем обробки когерентних N -імпульсних сигналів в умовах комплексу завад; у **четвертому розділі** вирішенні питання синтезу і аналізу ефективності оптимальних і квазіоптимальних алгоритмів розпізнавання класів завад для керування режимами ДАС; у **п'ятому розділі** з використанням методу статистичного моделювання проведено порівняльне дослідження ефективності ДАС у динамічному режимі.

2 СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ ДИСКРЕТНО-АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ОБРОБКИ В УМОВАХ ДОВІЛЬНОГО КОМПЛЕКСУ РІЗНОРІДНИХ ЗАВАД З ЇХ ПОЧЕРГОВОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ

2.1 Метод переходу від систем обробки з безперервною до систем з дискретною перебудовою параметрів

Складність реалізації адаптивного виявляча корисного сигналу, що є оптимальним за критерієм максимуму відношення правдоподібності в системах передачі та вилучення інформації (СПВІ) з безперервним переналаштуванням параметрів (СБП) в залежності від завадової обстановки спонукає до пошуку спрощених варіантів його побудови [22], [43], [108]. Одним з підходів до вирішення цієї проблеми є використання квазіадаптивної системи обробки, що складається із сукупності неадаптивних підсистем (режимів), що перемикаються в залежності від результатів завадової обстановки, тобто дискретно-адаптивної системи (ДАС), в якій вибір робочого каналу відбувається за допомогою спеціального пристрою - аналізатора (класифікатора, ідентифікатора) завадової обстановки.

За припустимості гаусової апроксимації щільності розподілу ймовірностей адитивної суміші діючих на вході приймача завад, будь-яку з можливих завадових ситуацій, що належать певній області θ , можна повністю характеризувати значенням елементів коваріаційної матриці $B_3 \in B(\theta)$. Основна ідея переходу від систем обробки з безперервною до систем з дискретною перебудовою параметрів полягає в розбитті безперервної області θ на мінімально можливе число підобластей M , що не перекриваються $\theta = \theta_1 \cup \theta_2 \cup \dots \cup \theta_M$; $\theta_i \cap \theta_j = \emptyset$, в кожній з яких втрати в ефективності ДАС щодо СБП не перевищує заданої величини C_0

$$M \rightarrow \min_{B_3 \in B(\theta)} = \dot{M};$$

при обмеженні $C(B_3, W_{gi}) \leq C_0$, $i = k$, якщо $B_3 \in B_k = B(\theta_k)$,

де $C(B_z, W_{gi})$ - функціонал втрат, вид якого визначається обраним критерієм оптимальності системи обробки;

B_k - сукупність всіх можливих коваріаційних матриць завади підобласті θ_k ;

W_{gi} - вектор параметрів систем обробки, що визначається коваріаційною матрицею B_{gi} .

Для довільного виду можливої завадової обстановки на вході приймача і при розумному обмеженні величини втрат у ефективності ДАС в порівнянні з СБП побудова такої квазіадаптивної системи є досить непростю задачею через велику кількість режимів захисту від завад, а також складність та неефективність алгоритмів розпізнавання класів завад. Однак для ряду СПВІ, що функціонують в умовах обмеженого набору заважаючих впливів, що включає, наприклад, імпульсну, корельовану і некорельовану завади, виявляється можливим врахувати різноманітність типів завад для розробки ДАС.

2.2 Структура виявника сигналу на тлі комбінованої завади з урахуванням різноманітного характеру заважаючих впливів

При допустимості гаусових моделей сигналу і завад тест відношення правдоподібності потребує обчислення достатньої статистики виду [44]

$$l = X^* Q X, \quad (2.1)$$

де X – N -мірний вектор вибірових відліків вхідного процесу;

Q – матриця обробки, що залежить від обраного критерію ефективності;

$*$ – знак комплексного сполучення і транспонування.

У ряді робіт [19]–[20], [45] для розробки спрощеної, з точки зору обчислювальної складності, використовується апіорна інформація про різноманітність заважаючих впливів. Процедура виявлення корисного сигналу при такому допущенні зводиться до почергової компенсації завад, що входять в комплекс. Розглянемо спочатку оптимальний за критерієм максимуму відношення

сигнал / завада алгоритм виявлення сигналу з послідовною компенсацією довільного числа m завад $Y, i = \overline{1, m}$, з коваріаційними матрицями $B_i, i = \overline{1, m}$. Нехай коваріаційна матриця адитивної суміші K завад $G_k = \sum_{j=1}^k B_j, k = \overline{1, m-1}$; $m > 1$ є невиродженою. Тоді матрицю B_3 і достатню статистику (1.5) можна, представити у вигляді.

$$B_3 = B_1 \prod_{k=1}^{m-1} (G_k^{-1} B_{k+1} + I); \quad (2.2)$$

$$l = X^* \left[\prod_{k=1}^{m-1} (G_k^{-1} B_{k+1} + I) \right]^{-1} B_1^{-1} X; \quad (2.3)$$

Дійсно, якщо $B_3 = \sum_{i=1}^m B_i$, то використовуючи властивості дистрибутивності множення матриць по відношенню до їх складання з урахуванням (2.3), отримаємо

$$B_1 [B_1^{-1} B_2 + I] = B_1 + B_2;$$

$$(B_1 + B_2) [(B_1 + B_2)^{-1} B_3 + I] = B_1 + B_2 + B_3;$$

$$\left(\sum_{i=1}^{m-1} B_i \right) \left[\left(\sum_{i=1}^{m-1} B_i \right)^{-1} B_m + I \right] = \sum_{i=1}^{m-1} B_i.$$

З'ясуємо фізичний зміст перетворень вхідного процесу, здійснюваних кожним співмножником $(G_k^{-1} B_{k+1} + I)^{-1}$ (2.4). З цією метою розглянемо деякий ансамбль $k + 1$ незалежних завад $Z_{k+1} = \sum_{j=1}^{k+1} Y_j$, і знайдемо матрицю лінійного перетворення A , що забезпечує найкраще за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки виділення з Z_{k+1} вектор $Z_k = \sum_{j=1}^k Y_j$, тобто найкраще усунення Y_{k+1} - ої завади. Середній квадрат помилки між AZ_{k+1} та Z_k визначим співвідношенням

$$\overline{\varepsilon^2} = \frac{(Z_k - AZ_{k+1}) * (Z_k - AZ_{k+1})}{G_k + TrA^* AG_{k+1}} = \overline{Z_k * Z_k} - TrAG_k - TrA^* \quad (2.5)$$

де межа зверху – символ математичного очікування.

Обчисливши градієнт та прирівнявши його до нуля $\overline{\nabla \varepsilon^2} = 2G_{k+1}A - 2G_k = 0$, отримаємо такий вираз для матриці оптимального по СКП придушення завад Y_{k+1}

$$A_0 = G_{k+1}^{-1}G_k = (G_k^{-1}B_{k+1} + I)^{-1} \quad (2.6)$$

Порівняння (2.40) і (2.38) показує, що кожна з матриць $(G_k^{-1}B_{k+1} + I)^{-1}$ здійснює оптимальне по СКП придушення завад Y_{k+1} на тлі k некомпенсованих завад.

Вважаючи, що внутрішній шум приймача з коваріаційною матрицею $B_1 = B_{ш}$ завжди присутній, статистику (2.3) можна записати у вигляді

$$L = X^* \left[\prod_{k=1}^{m-1} (G_{m-k}^{-1}B_{m-k+1} + I)^{-1} \right] B_{ш}^{-1}X, \quad (2.7)$$

Аналіз виразу (2.7) показує, що оптимальна процедура виявлення корисного сигналу на тлі комплексу завад зводиться до послідовної оптимальної по СКП компенсації кожної з вхідних в ансамбль небілої завади і узгодженої обробці в умовах "білих" шумів.

Алгоритм (2.7) дозволяє конкретизувати обробку сигналів на тлі адитивної суміші імпульсних, корельованих і не корельованих завад з коваріаційними матрицями (згідно додатку Б). Статистика (2.7) в цьому випадку може бути подана в вигляді

$$L = X^*[(B_k + B_H)^{-1}B_u + I]^{-1}[B_H^{-1}B_k + I]^{-1}X \quad (2.8)$$

Розглянемо оптимальну процедуру придушення ІП на тлі КП і НП, реалізовану матрицею $T = [(B_k + B_H)^{-1}B_u + I]^{-1}$. Нехай v - тий елемент вектора X містить імпульсну заваду. Тоді елементи матриці T з точністю до постійного множника визначають виразом

$$t_{ji} = \begin{cases} -r_{jv}^{(-1)} [r_{jv}^{(-1)} + \beta_v^{-1} | R_{KH} |]^{-1}, & i = v, \forall j \neq v; \\ [1 + r_{jv}^{(-1)} \beta_v | R_{KH} |^{-1}], & j = i = v; \\ 1, & j = i \neq v; \\ 0, & \text{в ін. випадках} \end{cases}$$

де $r_{jv}^{(-1)}$ – елемент матриці $R_{KH}^{-1} = [(B_k + B_H)/(\sigma_k^2 + \sigma_H^2)]^{-1}$; $\beta_v = \sigma_{uv}^2/(\sigma_k^2 + \sigma_H^2)$, а вектор процесу на виході компенсатора ІП має вигляд

$$Z^* = X^*T = \left[x_1^*, \dots, x_{v-1}^*, \sum_{j=1}^N x_j^* t_{jv}, x_{v+1}^*, \dots, x_N^* \right] \quad (2.9)$$

З (2.8) і (2.9) випливає, що оптимальний по СКП компенсатор імпульсної завади здійснює заміну елемента вибірки вхідного процесу, ураженого зваженою сумою значень x_j^* , що не містять ІЗ.

З урахуванням цього, оптимальна процедура (2.8) виявлення корисного сигналу на тлі комплексу завад може бути зведена до послідовної оптимальної за середньоквадратичним відхиленням (СКВ) компенсації кожної, що входять до ансамблю, «не білої» завади (спочатку імпульсної, а потім корельованої) та подальшої обробці в умовах "білих" шумів. Причому оптимальний по СКВ компенсатор імпульсної завади повинен здійснювати заміну ураженого ІЗ елемента вибірки вхідного процесу, зваженою сумою значень x_j^* , що не містять ІЗ, а подальші перетворення в (2.8), зводяться до послідовно проведених операцій

оптимального по СКВ режектування КЗ і когерентного-некогерентного накопичення. Відзначимо, що у відповідності до (2.7) оптимальна за критерієм максимуму ОСП процедура обробки сигналу на тлі ІП, КП і НП може бути представлена також і у вигляді

$$L = X^*[(B_k + B_H)^{-1}B_k + I]^{-1}[B_H B_K^{-1} + I]^{-1}B_H^{-1} X. \quad (2.10)$$

Тобто зводиться до послідовної компенсації за критерієм мінімуму СКО спочатку корельованих завад, потім імпульсних і когерентного накопичення.

Цікавим є квазіоптимальний варіант реалізації (2.11) в припущенні значного перевищення потужності ІП над потужністю некорельованих шумів ($\beta'_i = \sigma_{ii}^2/\sigma_H^2 \gg 1$), що відповідає практично до реальних ситуацій.

В цьому випадку, компенсація КП зводиться до зваженої обробці елементів вибірки вхідного процесу, неуразених ІЗ. На другому етапі компенсації (боротьба з ІЗ на тлі НП), згідно отриманих вище результатів, елемент вибірки, що містить ІЗ, підлягає при $\beta'_i \rightarrow \infty$ стробіювання з вибірки.

З огляду на це квазіоптимальний алгоритм обробки сигналів в умовах адитивної суміші ІП, КП і НП при $\beta'_i \rightarrow \infty$ можна представити у вигляді

$$L = X_{N-k}^* B_{N-k}^{-1} S_{N-k}, \quad (2.11)$$

де X_{N-k} та S_{N-k} – вектори розмірності $N-k$, отримані шляхом видалення з X_N та S_N елементів з номерами, що відповідають позиціям, ураженим ІЗ;

B_{N-k} – матриця, розмірності $(N-k) \times (N-k)$, отримана викреслюванням з коваріаційної матриці B_{KH} рядків і стовпців, номери яких збігаються з номерами елементів вибірки вхідного процесу, що містять ІЗ.

Перетворення вирішальної статистики, приписувані (2.8), зводяться до послідовних операцій компенсації імпульсної завади, оптимальної за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки, придушення корельованої завади і

некогерентного накопичення.

Бачимо що, на етапі боротьби з комбінованою завадою, а саме для компенсації імпульсної завади алгоритм обробки (2.9) передбачає наявність апіорної інформації про номер елемента вектору вхідного процесу та номер елемента дозволу за дальністю що уражені ІЗ. На практиці така інформація відсутня і виникає потреба її визначення шляхом виявлення ІЗ на тлі суміші інших завад.

При проведенні структурного синтезу ДАС задачу виявлення імпульсної завади запропоновано покласти на пристрій керування режимами завадозахисту, тобто на аналізатор (класифікатор) завадової обстановки.

Після виявлення і компенсації за (2.9) імпульсної завади для подальшої обробки сигналу на тлі корельованої завади використовуємо перехід від процедури з безперервною перебудовою параметрів до процедури з дискретною перебудовою.

Структурна схема дискретно-адаптивної системи обробки корисного сигналу на тлі адитивної суміші імпульсної, корельованої і некорельованої завади, що функціонує під керуванням аналізатора завадової обстановки, наведена на рис. 2.1.

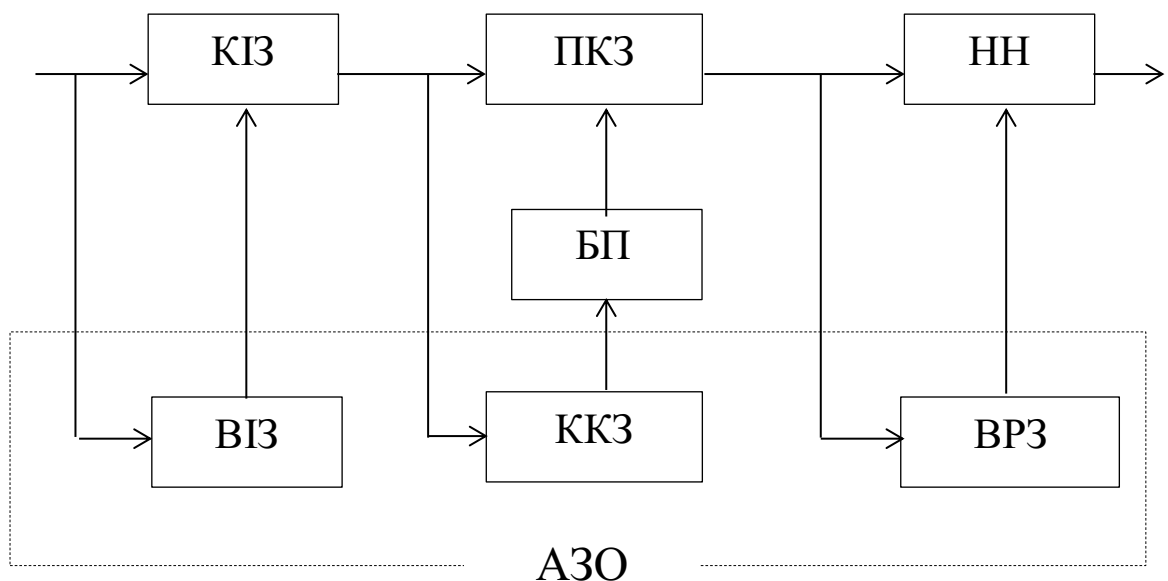


Рисунок 2.1 – Структурна схема ДАС

ДАС (рис 2.1) складається з наступних блоків: КІЗ – компенсатор імпульсної завади; ПКЗ – пригнічувач корельованої завади; НН – некогерентний накопичувач; БП – блок пам'яті, в якому зберігається кінцевий набір обчислених апріорі значень векторів параметрів W_{gi} , де $i = \overline{1, M}$; АЗО – аналізатор завадової обстановки, що включає ВІЗ, ВРЗ та ККЗ, де ВІЗ – виявляч імпульсної завади; ККЗ – класифікатор корельованої завади; ВРЗ - вимірювач рівня некорельованої завади.

2.3 Синтез одноканального за доплерівською частотою виявляча гаусового «дружно» флуктуючого сигналу в умовах гаусових завад

Для ряду радіотехнічних додатків [58]–[60] допустимим виявляється застосування замість оптимальної багатоканальної системи обробки спрощеної системи - одноканальної з доплерівській частоти корисного сигналу. Крім того, у радіолокаційній практиці [1]–[2], [68], [69] досить широко використовується модель випадкового дружно флуктуючого гаусового сигналу з нульовим вектором середніх значень та невідомою матрицею коваріації.

Даний підрозділ присвячено синтезу у класі одноканальних з доплерівської частоти виявників гаусового сигналу на тлі адитивної суміші некорельованої та корельованої гаусових завад та за обмежень на дружні флуктуації імпульсів в пакеті, оптимального, саме для таких умов, інваріантного до доплерівських зрушень фаз сигналу алгоритму виявлення та проведення дослідження його ефективності.

Представимо матрицю, зворотну сумі коваріаційних матриць для прийнятих моделей сигналу та завади:

$$(B_c + B_3)^{-1} = (\sigma_c^2 S S^* + B_3)^{-1} = B_3^{-1} - \frac{\sigma_c^2 B_3^{-1} S S^* B_3^{-1}}{1 + \sigma_c^2 S^* B_3^{-1} S}, \quad (2.12)$$

де $B_c = \sigma_c^2 S S^*$;

S^* – N -мірний вектор дружно флуктуючого пакету імпульсів,

$$S^* = [1, e^{-j\varphi_c}, e^{-j2\varphi_c}, \dots, e^{-j(N-1)\varphi_c}];$$

σ_c^2 , φ_c — відповідно, потужність та фаза сигналу.

Перетворимо (2.1) з урахуванням (2.12):

$$l = X^* \left(B_3^{-1} - B_3^{-1} + \frac{\sigma_c^2 B_3^{-1} S S^* B_3^{-1}}{1 + \sigma_c^2 S^* B_3^{-1} S} \right) X = \frac{\sigma_c^2}{1 + \sigma_c^2 S^* B_3^{-1} S} X^* B_3^{-1} S S^* B_3^{-1} X.$$

З точністю до несуттєвих констант, що входять у поріг виявлення, отримаємо:

$$l = X^* B_3^{-1} S S^* B_3^{-1} X = |X^* B_3^{-1} S|^2. \quad (2.13)$$

Ігноруючи роздільну здатність за доплерівською частотою і припускаючи рівномірну щільність розподілу фази сигналу φ_c в інтервалі $(0, 2\pi)$, напишемо

$$c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \theta(\varphi_c) d\varphi_c = X^* B_3^{-1} I B_3^{-1} X^*, \quad (2.14)$$

де I — одинична матриця розміром $N \times N$.

Представимо (2.14) у вигляді

$$c = X^* B_3^{-2} X. \quad (2.15)$$

Синтезований алгоритм (2.15), оптимальний за критерієм усередненого по φ_c відношення правдоподібності, збігається з алгоритмом, отриманим у [17] для гаусових сигналу та завад без обмеження на дружні флуктуації корисного сигналу та в припущенні, що рівень сигналу малий у порівнянні з рівнем корельованих завад.

Відомо також [30], що для гаусових моделей сигналу та завад оптимізація

алгоритму виявлення може бути зведена до максимізації величини γ , так званого показника якості виявлення сигналу:

$$\gamma = \frac{M[\lambda/1] - M[\lambda/0]}{var^{1/2}[\lambda/0]}, \quad (2.16)$$

де $M[\lambda/1]$, $M[\lambda/0]$, $var^{1/2}[\lambda/0]$ – умовні математичні очікування та середньоквадратичне відхилення статистики $\lambda = X^* Q X$ з деякою матрицею обробки Q за наявності ($\lambda/1$) та відсутності ($\lambda/0$) корисного сигналу.

Для матриці обробки $Q = [B_3^{-1} - (B_c + B_3)^{-1}]$ умовні моменти розподілу ймовірностей статистики λ

$$M[\lambda/0] = Tr[Q B_3], \quad M[\lambda/1] = Tr[Q (B_c + B_3)], \quad var[\lambda/0] = Tr[(Q B_3)^2],$$

де $Tr[Q B_3]$ — слід матриці.

Тоді для прийнятої моделі корисного сигналу γ можна представити у вигляді

$$\gamma = \frac{Tr[Q S S^*]}{\sqrt{Tr(Q B_3)^2}}.$$

Відмовляючись від роздільної здатності за доплерівською частотою і припускаючи рівномірну щільність розподілу фази сигналу в інтервалі $(0, 2\pi)$, отримаємо

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \gamma(\varphi_c) d\varphi_c = \frac{Tr Q}{\sqrt{Tr(Q B_3)^2}}.$$

Таким чином, завдання синтезу одноканальної системи обробки в класі нелінійних структур зводиться до вибору матриці обробки Q , що максимізує $\bar{\gamma}$.

Використовуючи нерівність Коші–Буняковського – Шварца, запишемо:

$$\frac{\text{Tr}Q}{\sqrt{[\text{Tr}(QB_3)^2]}} \leq \sqrt{[\text{Tr}(B_3^{-1})^2]} . \quad (2.17)$$

Рівність у (2.17) досягається при

$$Q = (B_3^{-1})^2 = B_3^{-2} . \quad (2.18)$$

Тоді достатню статистику можна надати у вигляді

$$\bar{y} = X^* B_3^{-2} X . \quad (2.19)$$

Порівнюючи (2.15) і (2.19), можна побачити, що для прийнятих у роботі моделей сигналу та завад алгоритм (2.15), є також оптимальним за критерієм максимуму усередненого по φ_c показника якості виявлення [9].

В умовах коли апріорна невизначеність спектрально-кореляційних характеристик завади має характер параметричної одним із шляхів її подолання є використання адаптивного підходу Байєса [16]. У нашому випадку це зводиться до заміни в виразах (2.15) і (2.19) коваріаційної матриці завади B_3 її оцінкою максимальної правдоподібності

$$\hat{B}_3 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i X_i^* ,$$

де X_i — N -мірний вектор вибірових відліків вхідного процесу;
 n — обсяг навчальної вибірки.

Тоді для виявлення гаусового дружно флуктуючого сигналу на тлі гаусових завад з невідомими кореляційними властивостями вирішальну статистику можна записати у вигляді

$$C^2 = X^* \hat{B}_3^{-2} X. \quad (2.20)$$

У [21] для випадку виявлення когерентного сигналу з невідомою амплітудою та випадковою початковою фазою на тлі гаусової завади з невідомими кореляційними властивостями запропоновано використовувати статистику Готелінга

$$T^2 = X^* \hat{B}_3^{-1} X. \quad (2.21)$$

Цей алгоритм, як показано у [21], є оптимальним за критерієм Неймана – Пірсона для перевірки гіпотези H_0 : X належить гаусовому розподілу $G(0, B_3)$ (тільки завада), проти альтернативи H_1 : вибірка належить гаусовому розподілу $G(\mu, B_3)$, $\mu \neq 0$ (завада + сигнал) для невідомої коваріаційної матриці завади B_3 та скінченного обсягу вибірки n .

2.4 Аналіз ефективності синтезованого одноканального за доплерівською частотою сигналу алгоритму обробки в умовах завад

2.4.1 Аналіз ефективності синтезованого алгоритму за ймовірнісними показниками виявлення.

Проведемо порівняльний аналіз потенційної ($n \rightarrow \infty$) ефективності двох нелінійних одноканальних систем виявлення корисного сигналу, що реалізують статистики (2.20) та (2.21) в умовах адитивної суміші некорельованої та корельованої гаусових завад.

При $n \rightarrow \infty$ алгоритм (10) можна подати у вигляді

$$t^2 = X^* B_3^{-1} X, \quad (2.22)$$

і тоді при $n \rightarrow \infty$ порівнюватимуться ефективності алгоритмів (2.15) і (2.22), які

мають вигляд квадратичної форми (2.1) з різними матрицями обробки. Зазначимо, що знання виду розподілу квадратичного функціоналу (КФ) (2.1) дозволяє при радіолокаційному спостереженні об'єкта вирішувати низку практично важливих завдань, таких як обчислення ймовірностей правильного виявлення і помилкової тривоги для забезпечення необхідних показників якості розв'язуваної задачі; вибір потрібних порогів прийняття рішення; керування тривалістю процесу прийняття рішення при використанні послідовних вирішальних правил тощо.

У [51] було отримано точний аналітичний вираз для функції розподілу ймовірностей КФ від стаціонарного гаусового процесу. Запропонована методика, заснована на обчисленні значень характеристичної функції у площині комплексної змінної за допомогою теорії відрахувань, характеризується складністю реалізації та обмежено придатна у разі наявності близьких за величиною власних чисел матриці Θ . У [12] замість точних аналітичних виразів запропоновано спосіб обчислення законів розподілу КФ комплексних гаусових векторів шляхом їх інтегральних уявлень, що чисельне інтегруються стандартними функціями математичних програм сучасних комп'ютерів.

У цій кваліфікаційній роботі для визначення ймовірнісних характеристик порівнюваних алгоритмів використовувався метод статистичного моделювання.

Дослідження ефективності алгоритмів, що реалізують статистики (2.15) і (2.22), а також порівняння їх з ефективністю оптимальної процедури (2.13), коли фаза сигналу, що виявляється, відома і дорівнює $\varphi_c = \pi$, проведемо за ймовірнісними показниками — ймовірністю правильного виявлення корисного сигналу D при заданій ймовірності F помилкової тривоги залежно від відношення сигнал/завада q на вході системи. При проведенні досліджень враховувалося, що конкретний вид елементів коваріаційної матриці завади залежить від виду апроксимації її спектральної щільності та нормованої ширини $\Delta f T$, де Δf — ширина спектра завади, T — період повторення радіолокаційної системи. Міжперіодні коефіцієнти кореляції завади, які є функцією від $\Delta f T$ обчислювалися наступним чином

– з гаусовою формою спектру флуктуацій ($\beta = 1$)

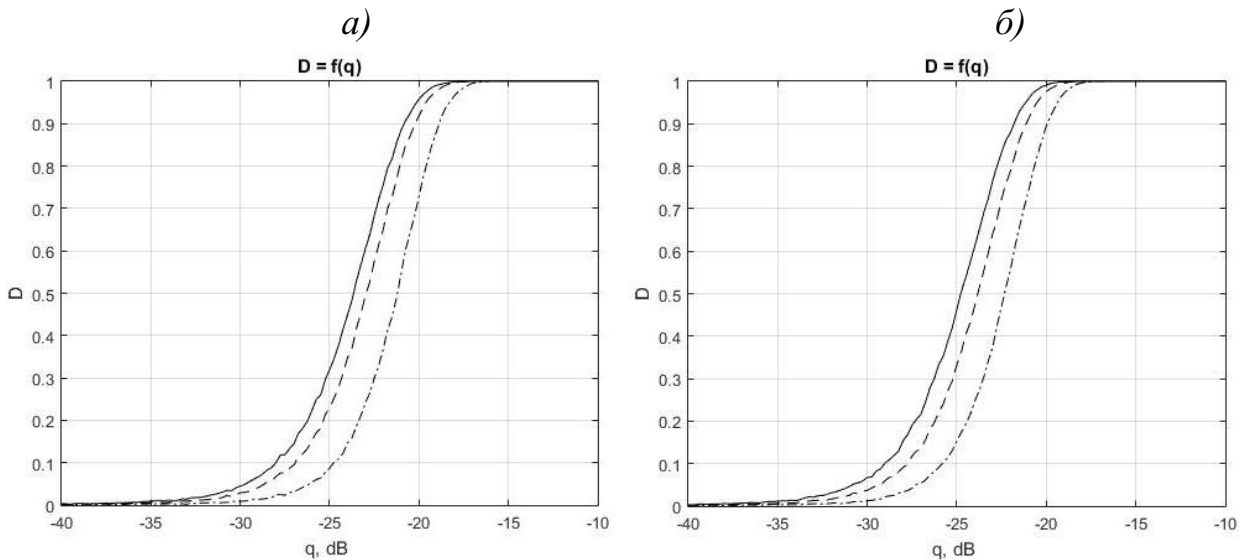
$$r_{ji} = \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2,3} \Delta f^2 T^2 (j - i)^2 \right\}, \quad (2.23)$$

– з резонансною формою спектру флуктуацій ($\beta = 2$)

$$r_{ji} = \exp \left\{ -\frac{2\pi}{3} \Delta f T |j - i| \right\}.$$

Зазначимо, що гаусова та резонансна апроксимації спектральної щільності завади відповідають граничним випадкам швидкого та повільного спаду спектру.

На рис. 2.2 представлено характеристики виявлення, розраховані методом статистичного моделювання для $F = 10^{-3}$, числа імпульсів у пакеті $N = 4$ та їхньої фази $\varphi_c = \pi$, відношення некорельованої завади до корельованої $\alpha = -30$ дБ. Вважалося, що пасивна завада має гаусову або резонансну форму спектра флуктуацій, значення модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції $R_1 = 0,99$ або $R_1 = 0,95$. Кожна точка характеристик отримана у серії з 10000 незалежних випробувань.



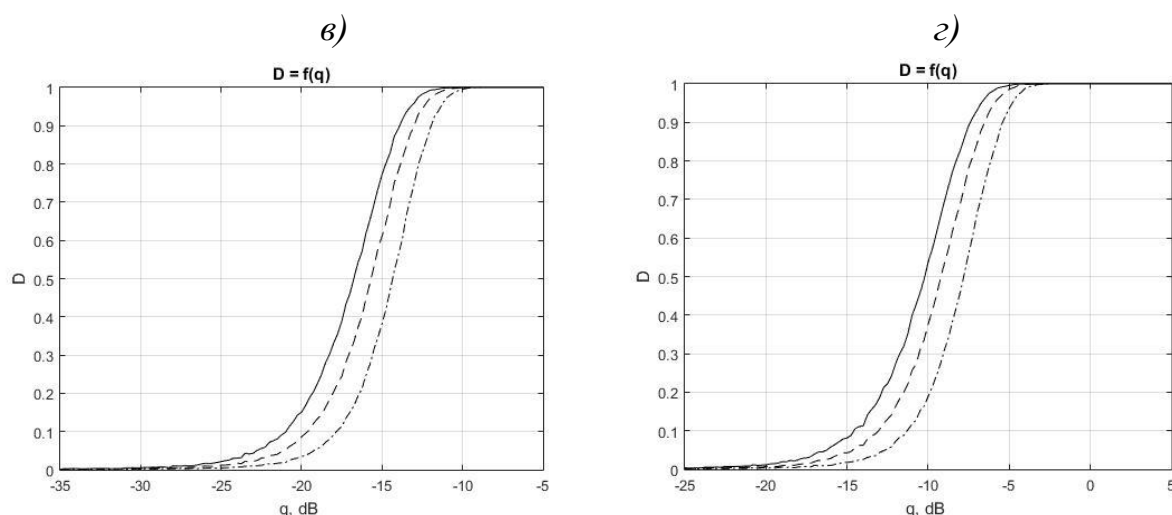


Рисунок 2.2 – Залежність ймовірності правильного виявлення корисного сигналу алгоритмів (2.13), (2.15) і (2.22) від відношення сигнал/завада q на вході системи при $F = 10^{-3}$, $N = 4$, $\varphi_c = \pi$, $\alpha = -30$ дБ для різних параметрів адитивної суміші некорельованої та корельованої завад: a — $R_1 = 0,99$, $\beta = 1$; $б$ — $R_1 = 0,95$, $\beta = 1$; $в$ — $R_1 = 0,99$, $\beta = 2$; $г$ — $R_1 = 0,95$, $\beta = 2$

З рис. 2.2 а, б, в, г видно, що для об'єкта, який знаходиться на швидкості, що відповідає $\varphi_c = \pi$, ефективність одноканального за доплерівською частотою сигналу алгоритму (2.15) за ймовірнісними характеристиками для вибраних параметрів сигналу і корельованої завади у всьому діапазоні досліджуваних відношень сигнал/некорельована завада є вищою, ніж алгоритму (2.22), який також є інваріантним до доплерівської фази сигналу, але поступається, що зрозуміло, ефективності алгоритму (2.13), для якого фаза корисного сигналу заздалегідь відома.

Порівняємо ефективність алгоритмів (2.15) і (2.22) для тих самих завадових ситуацій при певному відношенні сигнал/завада q залежно від фази φ_c корисного сигналу, що змінюється в діапазоні від 0 до π . На рис. 2.3 представлено отримані методом статистичного моделювання характеристики виявлення. Вважалося, що пасивна завада має гаусову або резонансну форму спектру флуктуацій, значення модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції $R_l = 0,99$ або $R_l = 0,95$. Рівень відношення сигнал/завада для покращення інформативності графіків задавався різним в інтервалі $-20 \dots -5$ дБ. Кожна точка характеристик отримана в серії з 10000

незалежних випробувань.

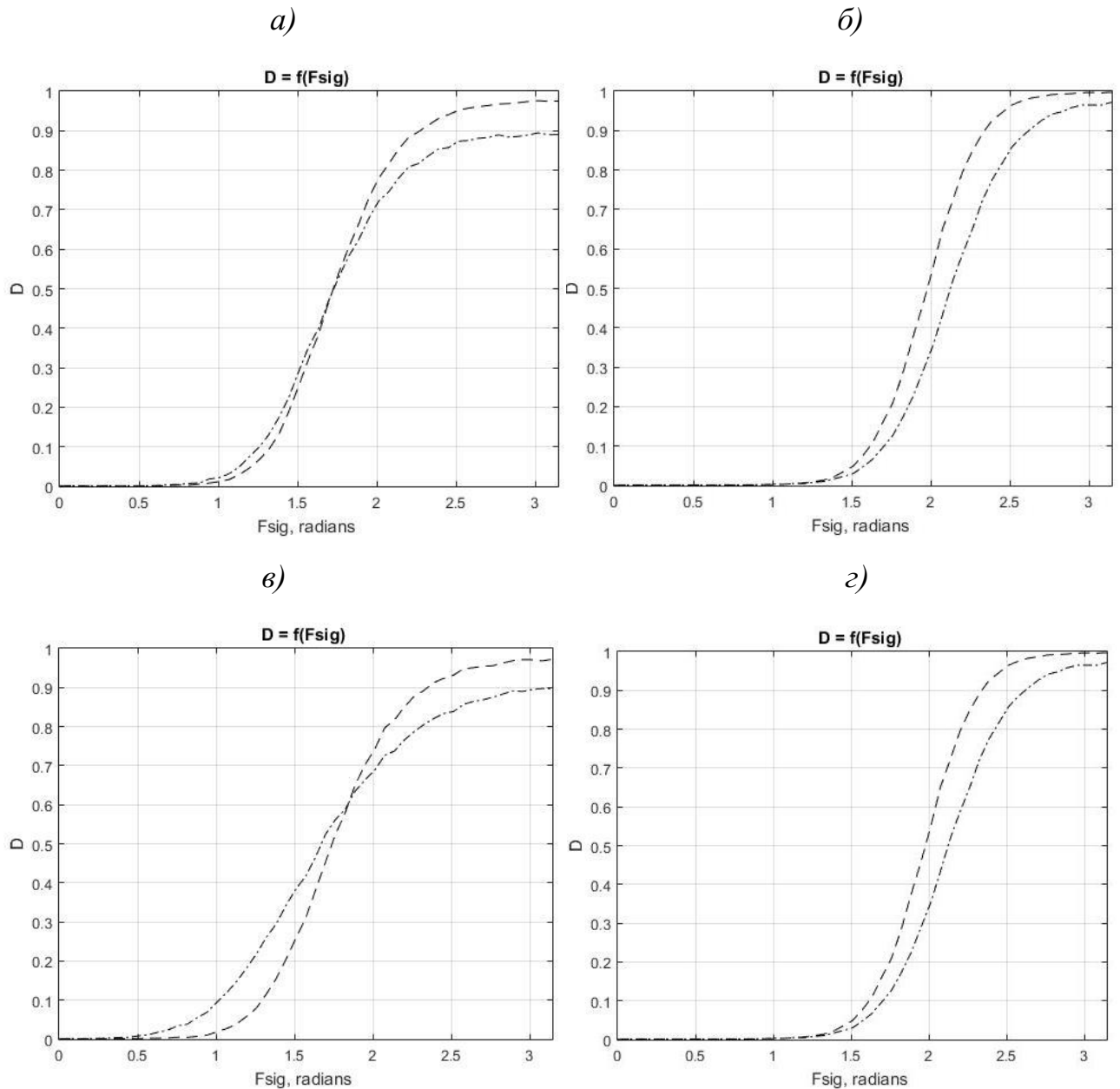


Рисунок 2.3 – Залежність ймовірності правильного виявлення корисного сигналу алгоритмів (2.15) і (2.22) від фази сигналу при $F = 10^{-3}$, $N = 4$, $\alpha = -30$ дБ для різних параметрів адитивної суміші некорельованої та корельованої завад та

заданому відношенні сигнал/завада:

a — $R_l = 0,99$, $\beta = 1$, $q = -20$ дБ; $б$ — $R_l = 0,95$, $\beta = 1$, $q = -18$ дБ; $в$ — $R_l = 0,99$, $\beta = 2$, $q = -12$ дБ; $г$ — $R_l = 0,95$, $\beta = 2$, $q = -5$ дБ

З графіків видно, що за ймовірнісними показниками співвідношення потенційної ($n \rightarrow \infty$) ефективності алгоритмів (2.15) і (2.22) змінюється залежно від значення фази сигналу. Ця різниця (ΔD) залежить як від абсолютної величини φ_c , так і від швидкості спаду та нормованої ширини спектра завади ΔFT — тобто модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції R_l . У разі малої нормованої ширини спектра завади при невеликих значеннях фази корисного сигналу алгоритм (2.15) може поступатися в ефективності алгоритму, що формує статистику (2.22), на 10 – 15%.

Зважаючи на таку поведінку ΔD , становить інтерес порівняння ефективності алгоритмів (2.15) і (2.22) за якимсь інтегрованим показником.

2.4.2 Аналіз ефективності синтезованого алгоритму за критерієм “показника поліпшення” виявників з класу нелінійних структур.

Для вирішення завдання порівняльного аналізу виявників з класу нелінійних структур у [10] запропоновано та використано «критерій ефективності» усереднений в усьому діапазоні радіальних швидкостей цілі.

Вочевидь, що алгоритми виявлення (2.20) та (2.21) є адаптивними і при збільшенні обсягу навчаючої вибірки ($n \rightarrow \infty$) їх характеристики прагнуть потенційних значень, що визначаються достатніми статистиками виду

$$t^2 = X^* B_3^{-1} X; \quad (2.24)$$

$$c^2 = X^* B_3^{-2} X. \quad (2.25)$$

Запишемо алгоритм (5) наступним чином

$$c^2 = X^* B_3^{-2} X = X^* B_3^{-1} B_3^{-1} X = Z * Z = |Z|^2, \quad (2.26)$$

де $Z = B_3^{-1} X$; $|Z|^2$ — операція обчислення квадрата модуля комплексного вектору.

Вектор Z можна подати у вигляді

$$Z^* = X^* \left[V_N^{(1)}, V_N^{(2)}, \dots, V_N^{(i)}, \dots, V_N^{(N)} \right] = X^* V, \quad (2.27)$$

де $V_N^{(i)} = B_3^{-1} e_i$; e_i — i -й стовпець одиничної матриці E_N розміру $N \times N$.

Зазначимо, що вектор $V_N^{(i)}$ збігається з i -м стовпцем матриці B_3^{-1} .

Перетворимо (2.27) в такий спосіб

$$Z^* = \left[X^* V_N^{(1)}, X^* V_N^{(2)}, \dots, X^* V_N^{(i)}, \dots, X^* V_N^{(N)} \right]. \quad (2.28)$$

З урахуванням (2.28) вирішальну статистику (2.25) можна подати у вигляді

$$c^2 = \left\| \left[X^* V_N^{(1)}, X^* V_N^{(2)}, \dots, X^* V_N^{(i)}, \dots, X^* V_N^{(N)} \right] \right\|^2, \quad (2.29)$$

Кожен елемент z_i вектору z_y (2.28) можна трактувати як результат проходження вхідного процесу X через нерекурсивний фільтр з ваговими коефіцієнтами $V_N^{(i)}$.

Зробимо аналогічні перетворення для алгоритму (2.24)

$$t^2 = X^* B_3^{-1} X = X^* B_{3U}^{-1/2} B_{3L}^{-1/2} X = Y^* Y = |Y|^2, \quad (2.30)$$

де $Y = B_{3L}^{-1/2} X = \left[X^* B_{3U}^{-1/2} \right]; B_{3U}^{-1/2}, B_{3L}^{-1/2}$ відповідно нижня та верхня трикутні матриці з розкладу Холецкого, такі що $B_{3U}^{-1/2} B_{3L}^{-1/2} = B_3^{-1}$.

Вектор Y можна подати у вигляді

$$Y^* = X^* \left[U_N^{(1)}, U_N^{(2)}, \dots, U_N^{(i)}, \dots, U_N^{(N)} \right] = X^* U, \quad (2.31)$$

де $U_N^{(i)} = B_{3L}^{-1/2} e_i$.

Перетворимо (2.31) в такий спосіб

$$Y^* = [X^* U_N^{(1)}, X^* U_N^{(2)}, \dots, X^* U_N^{(i)}, \dots, X^* U_N^{(N)}]. \quad (2.32)$$

З урахуванням (2.32) вирішальну статистику (2.24) можна подати у вигляді

$$t^2 = \left\| [X^* U_N^{(1)}, X^* U_N^{(2)}, \dots, X^* U_N^{(i)}, \dots, X^* U_N^{(N)}] \right\|^2. \quad (2.33)$$

За аналогією з (2.28) кожен елемент y_i вектору Y в (2.32) можна трактувати як результат проходження вхідного процесу X через нерекурсивний фільтр з ваговими коефіцієнтами $U_N^{(i)}$

Структурна схема, що реалізує алгоритми (2.29) і (2.33), представлена на рис. 2.4, де $\Phi^{(i)}$ – нерекурсивні фільтри з ваговими коефіцієнтами $V_N^{(i)}$ для алгоритму (2.29) або $U_N^{(i)}$ для алгоритму (2.33); λ – достатня статистика, відповідно s^2 для (2.29) або t^2 для (2.33).

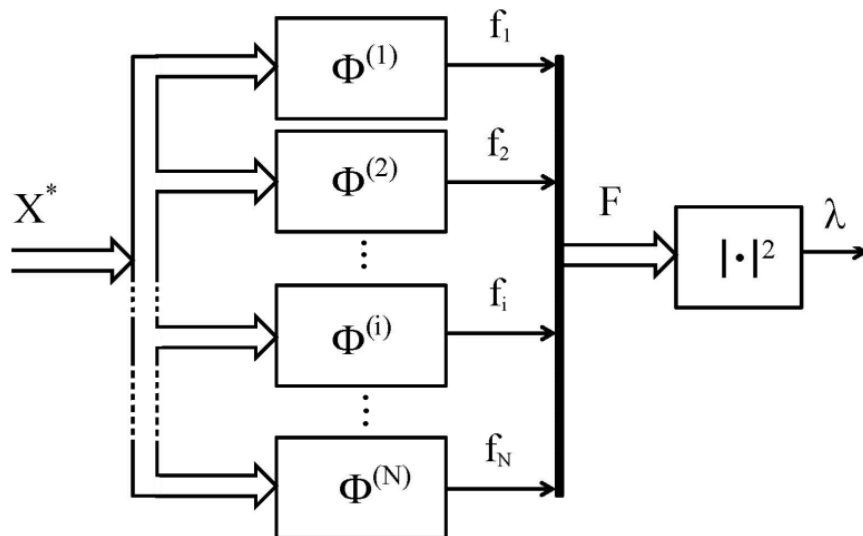


Рисунок 2.4 – Структурна схема нелінійної системи обробки сигналу виду $X^* \Phi X$

Відомо, що для реалізації систем селекції рухомих цілей (СРЦ), які застосовуються в оглядових радіолокаційних станціях, часто використовуються саме нерекурсивні фільтри, які також називають КІХ-фільтрами (фільтрами з кінцевою імпульсною характеристикою) [5]–[6]. Одним з параметрів що характеризує ефективність фільтрів СРЦ, є коефіцієнт поліпшення I_F системи СРЦ (Improvement factor) - відношення сигнал/завада на виході фільтра СРЦ до відношення сигнал/завада на вході фільтра СРЦ усереднене за всіма можливими радіальними швидкостями цілі. Іншими словами, коефіцієнт поліпшення системи СРЦ показує у скільки разів відношення сигнал/завада на виході більше, ніж на вході. Швидкості цілі вважаються рівноймовірними в усьому діапазоні радіальних швидкостей. Коефіцієнт поліпшення I_F може бути представлений у наступному вигляді [26]:

$$I_F = W^*W / W^*B_3W, \quad (2.34)$$

де W – вектор вагових коефіцієнтів фільтра, що залежить від обраного критерію оптимальності, а також коваріаційної матриці чинної завади B_3 .

Як було зазначено вище, елементи z_i вектору Z в (2.28) та елементи y_i вектору Y в (2.32) можливо трактувати як результати проходження вхідного процесу X через нерекурсивні фільтри з ваговими коефіцієнтами $V_N^{(i)}$ і $U_N^{(i)}$ відповідно. Тому для порівняльного аналізу ефективності нелінійних одноканальних систем (2.24) і (2.25) виявлення сигналу за доцільне буде використати показник поліпшення P_F , який за аналогією з коефіцієнтом поліпшення I_F є часткою відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до відношення сигнал/завада на її вході.

Для алгоритму виявлення (2.29) з урахуванням (2.34)

$$P_{FC} = V^*V / V^*B_3V, \quad (2.35)$$

де $V^* = [V_N^{(1)}, V_N^{(2)}, \dots, V_N^{(i)}, \dots, V_N^{(N)}]$; $V_N^{(i)} = B_3^{-1}e_i$.

Тоді

$$|V^*V|^2 = \sum_{i=1}^N B_{3ii}^{-2} = \text{Tr} B_3^{-2}; \quad |V^*B_3V|^2 = \sum_{i=1}^N B_{3ii}^{-1} = \text{Tr} B_3^{-1}, \quad (2.36)$$

де $\text{Tr}[\cdot]$ – слід матриці.

Отже, показник поліпшення нелінійної одноканальної системи виявлення сигналу в умовах гаусових завад що реалізує алгоритм (2.25)

$$P_{FC} = \text{Tr} B_3^{-2} / \text{Tr} B_3^{-1}. \quad (2.37)$$

Для нелінійного алгоритму виявлення (2.33) з урахуванням (2.34)

$$P_{FT} = U^*U / U^*B_3U, \quad (2.38)$$

де $U^* = [U_N^{(1)}, U_N^{(2)}, \dots, U_N^{(i)}, \dots, U_N^{(N)}]; \quad U = B_3^{-1/2} e_i.$

Тоді

$$|U^*U|^2 = \sum_{i=1}^N B_{3ii}^{-1} = \text{Tr} B_3^{-1}; \quad |U^*B_3U|^2 = N. \quad (2.39)$$

Показник поліпшення нелінійної одноканальної системи виявлення сигналу в умовах гаусових завад що реалізує алгоритм (2.24)

$$P_{FT} = \text{Tr} B_3^{-1} / N. \quad (2.40)$$

На рис. 2.5 наведено дані для проведення порівняльного аналізу ефективності алгоритмів (2.24) і (2.25) за критерієм “показника поліпшення” в залежності від параметрів адитивної суміші некорельованої та корельованої завад. Вважалося, що корельована завада має гаусову ($\alpha = 1$) або експоненціальну ($\alpha = 2$) форму спектру флуктуацій, модуль першого міжперіодного коефіцієнта кореляції R приймає

значення з діапазону $[0,9 \dots 0,99]$, розмір вектору вхідного процесу N і відношення пасивна завада/шум β задавалися, відповідно, $N = 5$, $\beta = 40$ дБ — для рис. 2.5, α , та $N = 7$, $\beta = 30$ дБ — для рис. 2.5, б.

З графіків видно що за застосованим у роботі показником поліпшення P_F , потенціальна ($n \rightarrow \infty$) ефективність обох алгоритмів (2.24) і (2.25) істотно залежить від швидкості спаду та нормованої ширини спектра завади ΔFT — тобто модуля першого міжперіодного коефіцієнту кореляції $R = f(\Delta F/F)$, де ΔF — ширина спектра завади, F — частота повторення РЛС. Найбільш ефективне придушення пасивної завади має місце у разі гаусової апроксимації ($\alpha = 1$), яка характеризується швидким спадом спектра.

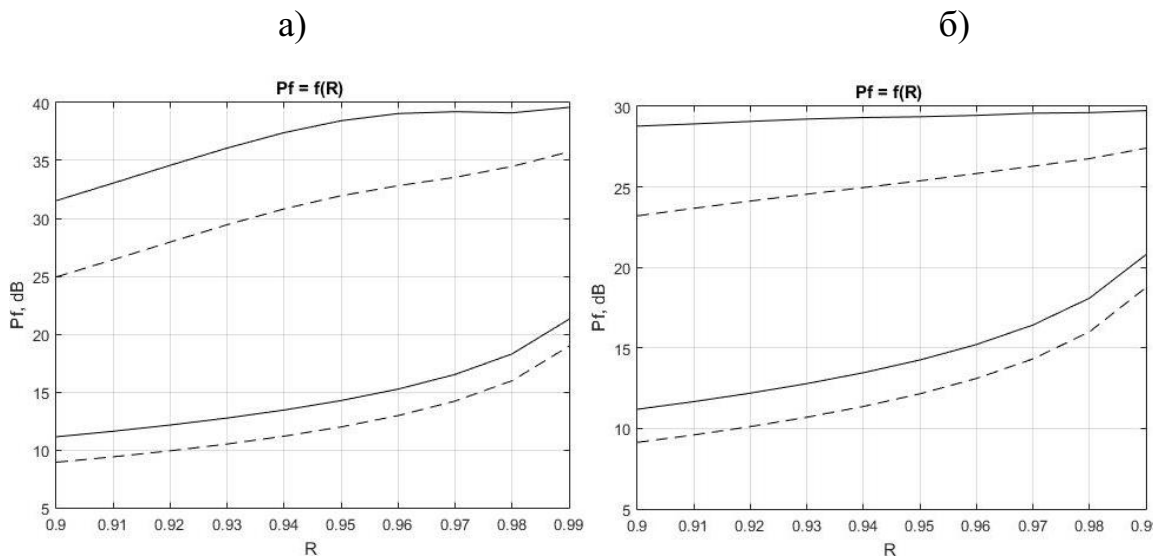


Рисунок 2.5 – Показники поліпшення алгоритмів (2.24) — *пунктирна лінія* та (2.25) — *суцільна лінія* залежно від параметрів адитивної суміші некорельованої та корельованої завад: *а* — $N = 5$, $\beta = 40$ дБ; *б* — $N = 7$, $\beta = 30$ дБ

На рис. 2.6 наведено дані для проведення порівняльного аналізу ефективності алгоритмів (2.24) і (2.25) за критерієм “показника поліпшення” в залежності від розміру вектору вхідного процесу N (кількості оброблюваних імпульсів); $R = 0,99$, $\beta = 40$ дБ — для рис. 2.6,а, та $R = 0,95$, $\beta = 30$ дБ — для рис.2.6,б.

З графіків видно що зі збільшенням кількості оброблюваних імпульсів швидкість досягнення P_F свого максимального значення для алгоритму (2.25)

декілька вище ніж для (2.24). Для РЛС з частковою когерентною обробкою сигналу з подальшим некогерентним накопиченням результати досліджень, що наведені на рис. 2.6, можуть бути корисними при виборі прийнятних співвідношень між тривалістю когерентної та некогерентної обробки.

У всіх проведених розрахунках потенційна ефективність виявника (2.25) для використаних в роботі параметрів завад за показником поліпшення P_F була вищою ніж виявника (2.24).

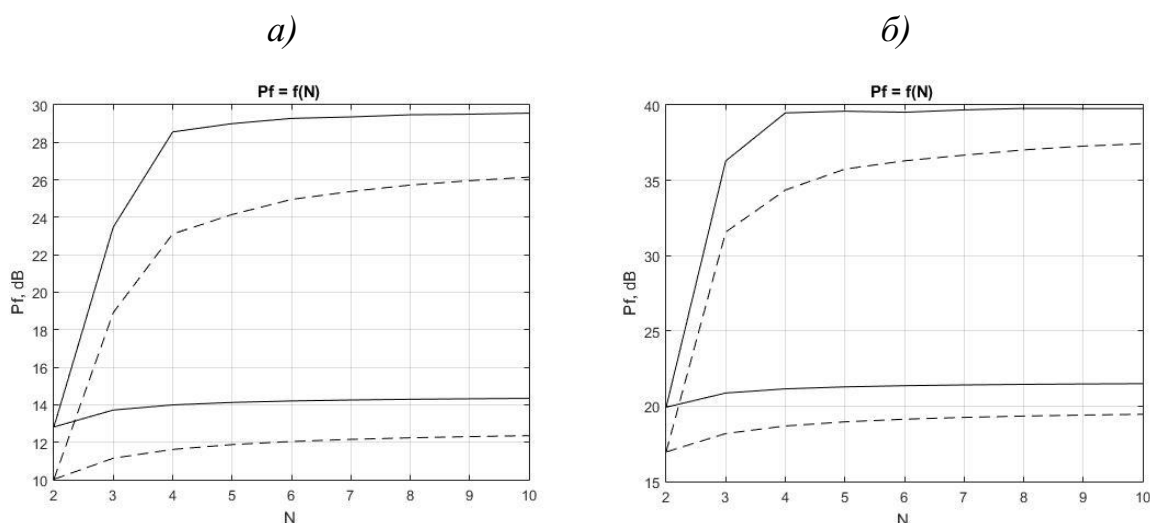


Рисунок 2.6 – Показники поліпшення алгоритмів (2.24) – *пунктирна лінія* та (2.25) – *суцільна лінія* залежно від розміру вектору вхідного процесу N і параметрів суміші некорельованої та корельованої завад:

$$a — R = 0.99, \beta = 40 \text{ дБ};$$

$$б — R = 0.95, \beta = 30 \text{ дБ}$$

Висновки до розділу 2

Запропоновано метод переходу від систем обробки сигналів з безперервною до систем обробки з дискретною перебудовою параметрів, суттю якого є використання квазіадаптивної системи, що складається із сукупності неадаптивних підсистем (режимів), що перемикаються в залежності від результатів завадової обстановки, тобто дискретно-адаптивної системи (ДАС), в якій вибір робочого каналу відбувається за допомогою спеціального пристрою - аналізатору

(класифікатору, ідентифікатору) завадової обстановки.

Показано, що з оглядом на різнорідний характер заважаючих впливів оптимальна процедура виявлення корисного сигналу на тлі комплексу завад зводиться до послідовної оптимальної по СКП компенсації кожної з вхідних в ансамбль «небілої» завади і узгодженої обробці в умовах "білих" шумів. Для прийнятої в роботі моделі завад умовах адитивної суміші завад вирішальна статистика виявлення, зводиться до послідовних операцій компенсації імпульсної завади, оптимальної за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки, придушення корельованої завади і когерентне-некогерентного накопичення. Розроблена структурна схема дискретно-адаптивної системи обробки корисного сигналу на тлі адитивної суміші імпульсної, корельованої і некорельованої завади, що функціонує під керуванням аналізатора завадової обстановки.

У класі одноканальних з доплерівської частоти виявників гаусового сигналу на тлі адитивної суміші некорельованої та корельованої гаусових завад та за обмежень на дружні флуктуації імпульсів в пакеті, розроблено оптимальний для цих умов інваріантний до доплерівських зрушень фаз сигналу алгоритм виявлення. Доведено, що синтезований алгоритм є оптимальним за критерієм усередненого по φ_c відношення правдоподібності, а також оптимальним за критерієм максимуму усередненого по φ_c «показника якості виявлення» при вирішенні задачі виявлення гаусового сигналу, що «дружно» флуктує, в умовах гаусових завад.

Проведено порівняльний аналіз ефективності розробленого алгоритму з ефективністю оптимального багатоканального алгоритму для повністю відомого сигналу та з потенційною ефективністю алгоритму формуючого статистику Готелінга для різних спектрально-кореляційних параметрів адитивної суміші корельованої та некорельованої завад, як за імовірнісними характеристиками - імовірністю правильного виявлення D при заданій імовірності помилкової тривоги F залежно від відношення сигнал/некорельована завада на вході системи. Також для вирішення завдання аналізу ефективності виявників з класу нелінійних структур було запропоновано і використано показник поліпшення P_F , який є часткою відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до відношення

сигнал/завада на її вході, усередненим за всіма можливими радіальними швидкостями цілі. Встановлено, що за показником поліпшення P_F і обраними в цій роботі параметрами адитивної суміші некорельованої та корельованої завад потенціальна ефективність розробленого в алгоритму виявляється вище за потенціальну ефективність алгоритму що реалізує відому статистику Готелінга.

3 ПАРАМЕТРИЧНИЙ СИНТЕЗ ДИСКРЕТНО-АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ОБРОБКИ В УМОВАХ ГАУСОВИХ ЗАВАД

Під параметричним синтезом системи будемо розуміти спрямований пошук її числових характеристик, що підлягають варіації й задовольняючих деякій сукупності умов [64].

3.1 Розробка методики параметричного синтезу дискретно-адаптивної системи

Методи вибору параметрів у метричному просторі тісно пов'язані з відомим напрямком обчислювальної математики, найбільше повно відбитому в літературі по лінійному програмуванню [71]–[72]. Однак специфікою синтезу параметрів дискретно-адаптивної системи виявлення сигналів на тлі комплексу завад є досить висока розмірність і дискретний характер параметрів, що змінюються, багато - екстремальність критеріальних функцій. Тут інженерна практика зіштовхується із цілим рядом ще не вирішених питань, що не знайшли потрібного відбиття в літературі [65].

У цьому підрозділі розробляється методика мінімізації числа й оптимізації параметрів режимів роботи дискретно-адаптивної системи обробки сигналів. Вибираються інформативні ознаки завад, з обліком яких уточняється структура ДАС. За допомогою розробленої методики проводиться параметричний синтез систем виявлення з дискретною адаптацією.

Вихідними даними при постановці завдання параметричного синтезу системи є її математична модель (алгоритм) і сукупність вхідних і вихідних параметрів [65]. Для постановки завдання синтезу параметрів дискретно-адаптивної системи обробки сигналів необхідно виділити із простору вхідних параметрів θ_{xy} , простору $\theta_x \subset \theta_{xy}$, що змінюється і незалежних $\theta_x \subset \theta_{xy}$ змінних, задати форму подання простору θ_y незалежних вхідних змінних, вибрати систему критеріальних функцій і метод їхнього узагальнення (згортання).

За припустимості гаусової апроксимації щільності розподілу ймовірностей адитивної суміші діючих на вході приймача завад, будь-яку з можливих заводових ситуацій, що належать певній області θ , можна повністю характеризувати значенням елементів коваріаційної матриці $B_3 \in B(\theta)$. Основна ідея переходу від систем обробки з безперервною до систем з дискретною перебудовою параметрів полягає в розбитті безперервної області θ на мінімально можливе число $\dot{M}$ підобластей що не перекриваються, в кожній з яких втрата в ефективності ДАС щодо СБП не перевищує заданої величини C_0 (1-й етап):

$$M \rightarrow \min_{B_{\Pi} \in B(\theta)} = \dot{M}; \quad (3.1)$$

при обмеженні $C(B_3, W_{gi}) \leq C_0$; $i = k$, якщо $B_3 \in B(\theta_k)$,

де $C(B_3, W_{gi})$ – функціонал втрат, вид якого визначається обраним критерієм оптимальності системи обробки;

$B(\theta_k)$ – сукупність всіх можливих коваріаційних матриць завади підобласті θ_k ;

W_{gi} – вектор параметрів систем обробки, який визначається коваріаційною матрицею B_{gi} .

При цьому координати «центрів» (що визначають параметри режимів ДАС) і межі підобластей θ_i , $i = \overline{1, \dot{M}}$ повинні вибиратися так, щоб доставляти мінімум середнім по області θ втрат (2-й етап):

$$\int_{B(\theta)} C'(B_3, W_{gi}) \rightarrow \min_{B_3 \in B(\theta)}, \quad (3.2)$$

за умови, що

$$C'(B_3, W_{gi}) \rightarrow \min_{j=1, \dot{M}} C(B_3, W_{gj}). \quad (3.3)$$

З огляду на це, правило вибору вектору параметрів ДАС може бути записано в наступному вигляді

$$W_{gi} = Z_g H_i, \quad (3.4)$$

де $H_i = [h_1 = 0, \dots, h_{i-1} = 0, h_i = 1, h_{i+1} = 0, h_M = 0]$, якщо $B_3 \in B(\theta_i)$;

Z_g – матриця, що складається з M векторів параметрів ДАС.

Відзначимо, що простір θ утворює в загальному випадку безліч завадових ситуацій. При чисельному рішенні задачі параметричного синтезу необхідно перейти до кінцевих множин, розбиваючи простір вхідних змінних сіткою з w опорних точок (метод сіток). З урахуванням цього, оптимізаційне завдання першого етапу синтезу параметрів дискретно-адаптивної системи обробки сигналів (або мінімізація числа кластерів в області θ) належать до завдань комбінаторного програмування. Складність їхнього рішення полягає в тім, що в більшості вони є NP - повними, а отже, оптимально нерозв'язними за поліноміальний час без допомоги недетермінованих алгоритмів.

Покажемо, що задача першого етапу параметричного синтезу ДАС також належить до класу NP - повних і зробимо відповідні виводи.

Оптимізаційне завдання першого етапу в термінах комбінаторних просторів сформулюються в такий спосіб.

Дано: сімейство $X_{BП} = X_1, X_2, \dots, X_{w_x}$ підмножин кінцевого простору $Y_{НП}$ потужністю w_y й ціле число $M \leq w_x$. Запитується: чи є в $X_{BП}$ така підродина G , що містить M множин, що $\bigcup_{j=1}^M X_j = Y_{НП}$; ($X_j \in G$).

Доказ NP - повноти завдання першого етапу проведемо відомим [71] методом звуження, відповідно до якого, для досягнення мети досить показати, що якусь NP - повну задачу можна перетворити в розглянуту. При цьому покажемо на початку, що відоме NP - повне завдання можна поліноміальне перетворити в деяке завдання ξ_1 , далі ξ_1 в ξ_2 , а потім доведемо перетворення ξ_2 у розглянуте завдання. Тоді в силу транзитивності властивості поліноміального перетворення можна

затверджувати, що задача першого етапу NP - повна.

Отже, завдання ξ_1 : визначити можливість існування в підмножині A множини $B \times C \times D$, де потужності множин $|B| = |C| = |D| = V$, такої підмножини E , що $|E| = V$ і якщо (a, b, c) й (a', b', c') - різні трійки з E , то $a \neq a', b \neq b', c \neq c'$.

Відома [65] процедура побудови для задачі ξ_1 індивідуального завдання (B, C, D, A) , у якому необхідне сполучення E існує тоді й тільки тоді, коли булева формула Φ здійсненна. Таким чином, у задачу ξ_1 поліноміальне перетворюється відома NP - повна задача “здійсненність”.

Наступний крок – доказ NP - повноти задачі ξ_2 , що має наступне формулювання.

Дано: сімейство $P = \{S_1, S_2, \dots, S_n\}$, що складається з трьохелементних підмножин множини $S = \{U_1, U_2, \dots, U_m\}$.

Запитується: чи існує в P підмножина, що містить m підмножин і покриває S .

Утвердження: задача ξ_2 - NP -повна.

Доказ: досить помітити, що задача ξ_2 є окремим випадком задачі ξ_1 з $S = B \cup C \cup D$ і $P\{\{b, c, d\}: \{b, c, d\} \in A\}$.

І, нарешті, доказ NP - повноти задачі першого етапу, постановка якої дана раніше.

Доказ: задача першого етапу є узагальненням задачі ξ_2 , яка, як показано вище, NP - повна. Задача ξ_2 є лише окремим випадком задачі першого етапу, у якому $|X_{впj}| = 3$ для $j = 1, \dots, n$ й $M = \frac{|Y_{нп}|}{3}$.

Отже, будь-яке індивідуальне завдання типу ξ_2 можна перетворити в індивідуальне завдання першого етапу.

Вивід: задача першого етапу параметричного синтезу дискретно-адаптивної системи обробки сигналів NP - повна, тому що вона є узагальненням NP - повної задачі.

Таким чином, доказ NP - повноти оптимізаційної задачі першого етапу говорить про неможливість, у загальному випадку, одержання точних оптимальних

рішень за поліноміальний час без допомоги недетермінованих алгоритмів, тобто про необхідність для будь-якого детермінованого алгоритму, що коректно вирішує дану NP - повну задачу, у найгіршому разі експонентної кількості часу й, отже, про його незастосовність на практиці ні до яких, за винятком дуже малої розмірності, індивідуальних задач.

Доказ NP - повноти задачі першого етапу параметричного синтезу ДАС виключає також можливість синтезу оптимального алгоритму її рішення. При цьому розуміння складності задачі має ряд переваг: з одного боку - показує безнадійність спроб алгоритмічно вирішити задачу, а з іншого боку - відкриває шляхи для досягнення менш амбіційних цілей, чим побудова алгоритму, що завжди знаходить точне рішення й час роботи якого ніколи не перевищує поліноміальної оцінки.

З огляду на це, і користуючись рекомендаціями для практичного вирішення комбінаторних завдань подібного типу, використовуємо наближений метод. Одним з самих зручних і широко використовуються при проектуванні складних систем, в яких природним чином можна виділити зв'язку між елементами, є теоретико-графова модель представлення даних.

В рамках зазначеної моделі обмежений ансамбль комбінацій, «завадова ситуація - режим завадозахисту» може бути представлений за допомогою дводольного неорієнтованого графа $\Gamma(U, V, E)$, в якому безліч вершин $\Gamma = \{u_1, \dots, u_L\}$ відповідають L ($L \gg \dot{M}$) завадових ситуацій з коваріаційними матрицями B_{u_j} , $j = \overline{1, L}$, а координати вершин безлічі $V = \{v_1, \dots, v_\mu\}$ однозначно визначають параметри $\mu \gg \dot{M}$ режимів роботи ДАС.

Нехай H - деяка нумерація на множині вершин графа $\Gamma = (U, V, E)$. Номер вершини u_j при цьому позначається $H(u_j)$, а номер вершини v_i - $H(v_i)$.

Нехай також вершина u_j досягається з v_i , якщо виконується умова $C(B_{u_j}, W_{v_i}) \leq C_0$. Тоді рішення задачі зводиться до побудови підграфу $\Gamma_{\Pi}(U, \dot{S}, \dot{E})$ з мінімально можливим безліччю вершин $\dot{S}$, таким, що $\dot{S} \in V$, $|\dot{S}| = \dot{M}$, а для будь-якої вершини $u_j \in U$ існує єдине ребро $(u_j, s_i) \in \dot{E}$, вага якого

$$C(B_{u_j}, W_{v_i}) = \min_k C(B_{u_j}, W_{v_k}).$$

В роботі запропоновано наступний алгоритм побудови підграфу $\Gamma_3(U, \dot{S}, \dot{E})$: *вхід*: граф $\Gamma(U, V, E)$; *вихід*: підграф $\Gamma_3(U, \dot{S}, \dot{E})$.

Початок.

Крок 1 $M := 0, S := \emptyset$.

Крок 2. Вибір в V вершини $V_m = \arg \max_{j=H_v, j \neq m} \deg(V_j)$, где $\deg()$ - ступінь вершини. Невизначеність вирішується довільно.

Крок 3. Видалити з $\Gamma(U, V, E)$ знайдену вершину V_m і всі суміжні з нею вершини з U .

Крок 4. Додати V_m в S та збільшити $M := M + 1$.

Крок 5. Якщо $U \neq \emptyset$, то перехід до кроку 2.

Крок 6. $j := 0, N := M$.

Крок 7. $j := j + 1$, якщо $j > M$ то перехід до кроку 11.

Крок 8. Видалити з S вершину $V_{H_{S(j)}}$.

Крок 9. За відсутності у $\Gamma(U, V, E)$ на даній ітерації ізольованих вершин зменшити $N := N + 1$ і перейти до кроку 7.

Крок 10. Додати $V_{H_{S(j)}}$ у S та перейти до кроку 7.

Крок 11. $\dot{M} := N, \dot{S} := S$.

Крок 12. Вершина $u_j \in U$ суміжна вершині $s_i \in \dot{S}$, якщо виконується умова $C(B_{u_j}, W_{v_i}) = \min_k C(B_{u_j}, W_{v_k})$.

Кінець.

При практичній реалізації алгоритму для великої потужності множин V і U істотне питання полягає в тому, яким чином зберігати дані в пам'яті комп'ютера, тому що спосіб зберігання описів обмеженого ансамблю комбінацій «завадова ситуація - режим завадозахисту» (вершин дводольного графа) і відносин між ними (ребер графа) впливає на можливість і швидкість отримання рішення поставленого завдання. Зазначені відносини можуть задаватися за допомогою матриць суміжності, інцидентності, досяжності, списків суміжності, списків ребер.

Проведений аналіз показав доцільність подання графа $\Gamma(U, V, E)$ в пам'яті ПК за допомогою 0,1 - матриці інцидентності, так як в цьому випадку облік апріорної інформації про дводольний характер даного графа дозволяє істотно скоротити обсяг використовуваної пам'яті в порівнянні з необхідним для представлення графа довільної конфігурації.

Елементи d_{ij}^u матриці інцидентності $D_u[\Gamma(U, V, E)]$ визначаються наступним чином:

$$d_{ij}^u = \begin{cases} 1, \text{ якщо існує ребро } (u_j, v_i); \\ 0, \text{ в протилежному випадку.} \end{cases}$$

Тимчасова складність розробленого алгоритму і його ефективність у значній мірі залежить від конфігурації графа $\Gamma(U, V, E)$ що вводиться, а його місткість складність визначається розмірами матриці інцидентності $D_u[\Gamma(U, V, E)]$ і, не дивлячись на економію, що досягається за рахунок обліку двудольного характеру графа $\Gamma(U, V, E)$, обмежує вживання цих алгоритмів об'ємом пам'яті обчислювального пристрою, наявного у розробника.

3.2 Результати параметричного синтезу одноканальної з доплерівської частоти сигналу ДАС в умовах адитивної суміші некорельованої і унімодальної корельованої гаусових завад

3.2.1 Конкретизація виду критеріїв оптимізації.

Конкретизуємо вид критеріїв оптимізації для кожного з етапів запропонованої процедури параметричного синтезу відповідно до обраної моделі дискретно-адаптивної системи обробки сигналів. З урахуванням (2.8), (2.9) і (2.10), формальне подання завдань пошуку мінімального числа режимів завадозахисту і оптимізації їх параметрів має вигляд:

1-й етап:

$$M \rightarrow \min_{B_{\Pi} \in B(\theta)} = \dot{M}; \quad (3.5)$$

за обмеженням

$$C(B_{3j}, B_{3k}^{-2}) = \frac{\sqrt{\text{Tr} B_{3j}^{-2} \text{Tr} B_{3k}^{-2}}}{\sqrt{\text{Tr}(B_{3k}^{-2} B_{3j})}} \leq C_0; \quad j = \overline{1, w}; \quad k = \overline{1, \dot{M}}, \quad (3.6)$$

де $B_{3k}^{-2} = Z H_k$, Z - блокова матриця, складена з $\dot{M}$ матриць обробки ДАС, при синтезі якої використовувалася достатня статистика C^2 ; $\text{Tr}[\]$ - слід матриці.

2-й етап:

$$\dot{V} = \min_{V \in V(\theta)} Q(V), \quad (3.7)$$

де

$$Q(V) = \frac{1}{w} \sum_{l=1}^w C'(B_{3l}, B_{3k}^{-2}); \quad (3.8)$$

$$C'(B_{3l}, B_{3k}^{-2}) = \min_{\forall n \neq k} C(B_{3l}, B_{3n}^{-2}). \quad (3.9)$$

3.2.2 Вибір інформативних ознак завади.

З урахуванням результатів п. 1.1 елементи кореляційної матриці комбінованої завади, що представляє собою адитивну суміш некорельованої й унімодальної корельованої завад із симетричною формою спектра флуктуацій, вид якого знаходиться в інтервалі між гаусовим і резонансним, можна представити у вигляді:

$$\hat{r}_{jk} = r_{jk} \exp[i(j-k)\phi_{\Pi}], \quad (3.10)$$

$$r_{jk} = \frac{\beta \exp\left[\left(\frac{-\pi^2}{2.3}\right)(j-k)^2\gamma^2\right] + (1-\beta) \exp\left[\left(\frac{-2\pi}{3}\right)|j-k|\gamma\right] + \alpha\delta_{jk}}{1+\alpha}, \quad (3.11)$$

де β – відношення потужності складової корельованої завади з гаусовою функцією кореляції до суми потужностей складових з гаусовою й експонентною функцією кореляції: при $\beta = 1$ й $\beta = 0$ з (2.16) утворюються граничні вирази для r_{jk} ;

γ – добуток напівширини спектра флуктуацій за рівнем 0.1 на період проходження імпульсів у пакеті;

α – відношення потужностей некорельованої й корельованої завад;

δ_{jk} – символ Кронекера;

φ_{Π} – доплерівський зсув фази завади за період повторення.

З (2.8) видно, що для розглянутого випадку елементи кореляційної матриці комбінованої завади повністю визначаються зазначеними вище чотирма параметрами: α , β , γ і φ_{Π} .

Відзначимо, що для скорочення розмірності простору ознак існує ряд відомих [106]–[107] класичних методів, таких як метод головних компонентів, факторний аналіз і ін. При дослідженні завад з довільним класом форм спектрів флуктуацій застосування одного або декількох з них було б виправдане, більше того – неминуче. Однак у цьому випадку зменшення числа інформативних ознак до 4-х є наслідком використання наявної апріорної інформації про моделі завад, що входять у комплекс. Обрані параметри (α , β , γ і φ_{Π}) мають ясну фізичну інтерпретацію, прагнення до якої становить одну з головних завдань факторного аналізу. Крім того, параметр β по термінології факторного аналізу є лише формою прояву деякої величини (ознаки), що залишається як би на задньому плані й не піддається виміру.

З урахуванням цього, у якості вимірюваних інформативних ознак, розглянутої в даному пункті комбінованої завади, будемо використовувати: її потужність σ^2 , доплерівський набіг фази φ_{Π} , а також модулі першого й другого комплексного міжперіодного коефіцієнта кореляції $r_1 = f_1(\alpha, \beta, \gamma)$,

$$r_2 = f_2(\alpha, \beta, \gamma).$$

3.2.4 Розробка програмного забезпечення параметричного синтезу ДАС.

Блок-схема програми, що реалізує процедуру параметричного синтезу ДАС, наведена на рис. 3.1. Згідно даної блок-схеми в середовищі Matlab була розроблена програма, за допомогою якої проведено параметричний синтез одноканальної з доплерівської частоти ДАС сигналу в умовах, що характерні для деяких типів СПП заводової обстановки, а саме, коли відношення некорельована завада / корельована завада змінюється в межах від 0 до -40дБ, форма спектра флуктуацій КЗ - від резонансної до гаусової, а його відносна напівширина від 0,05 до 0,2. Було припущено, що адаптація до аргументу кореляційної функції завади носить безперервний характер. Таке уточнення області заводових ситуацій дозволило істотно знизити час розрахунків за рахунок усунення в процесі формування множин U і V графа $\Gamma(U, V, E)$ операції перевірки генеруються матриць B_{uj} , $j = \overline{1, L}$ на приналежність до класу коваріаційних.

Результати розрахунків необхідного для забезпечення заданого рівня максимальних втрат C_0 числа підобластей (режимів заводозахисту) $\dot{M}$ і значень середніх щодо СБП втрат в ефективності $\overline{\Delta C}$ в залежності від розмірності N вектора вхідного процесу ДАС, синтезованої з використанням вирішальної статистики (2.6), наведені в таблиці додатку Г.

З використанням результатів з цієї таблиці були побудовані графіки залежності мінімального числа класів завод ДАС при заданому рівні допустимих втрат C_0 (рис. 3.1), а також залежності середніх втрат в ефективності ДАС (рис. 3.2), від розмірності вектору вхідного процесу завади.

З аналізу даних таблиці додатку Г та графіків на рис. 3.1 і рис. 3.2 випливає, що зі збільшенням N зростає число режимів ДАС: при $C_0 = 3$ дБ $\dot{M}$ зростає з 2-х для $N = 3$ до 9-ти для $N = 8$. Це можна пояснити тим, що зі збільшенням N різницю між значеннями умовних математичних очікувань статистики $C^2 \{ M[C^2 / \text{сигнал присутній}] - M[C^2 / \text{сигнал відсутній}] \}$ зростає швидше $\sim \sqrt{N}$ раз, ніж умовне середньоквадратичне відхилення $D^{1/2}[C^2 / \text{сигнал відсутній}]$, а отже, знижується вплив "хвостів" розподілу $p[C^2 / \text{сигнал відсутній}]$ на величину показника якості

виявлення.

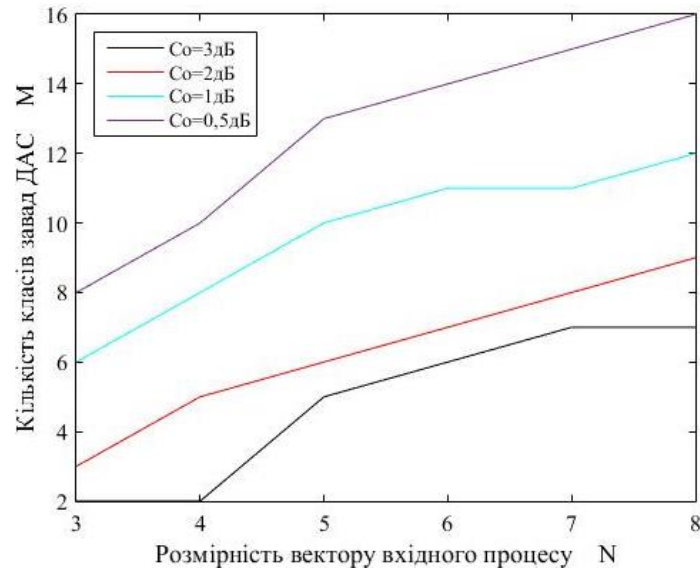


Рисунок 3.1 – Залежність мінімального числа класів від N

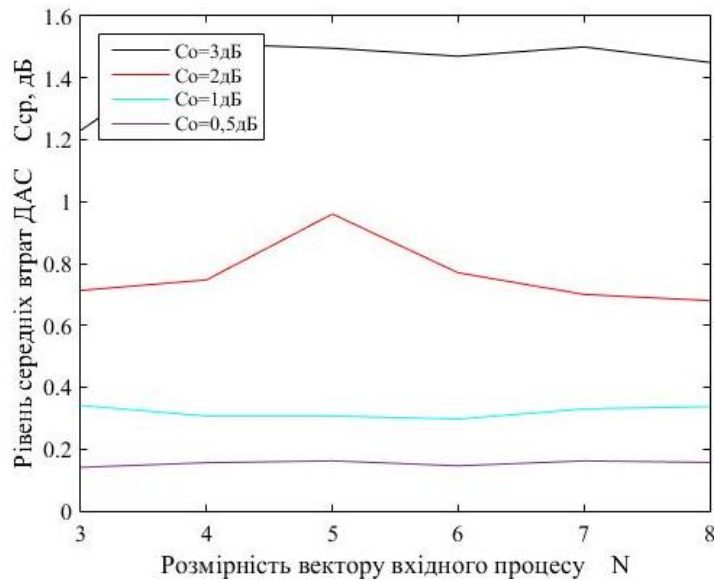


Рисунок 3.2 – Залежність середніх втрат в ефективності від N

Висновки до розділу 3

Таким чином, в цьому розділі запропонована двоетапна методика синтезу дискретно-адаптивної системи обробки сигналів що передбачає мінімізацію числа режимів завадозахисту і оптимізацію параметрів ДАС в умовах гаусових завад.

На першому етапі безперервна область $\theta(B_3)$ розбивається на мінімально можливе число підобластей M , що не перекриваються $\theta = \theta_1 \cup \theta_2 \cup \dots \cup \theta_M$; $\theta_i \cap \theta_j = \emptyset$, в кожній з яких втрати в ефективності ДАС щодо СБП не перевищує заданої величини C_0 , а на другому етапі координати «центрів» (визначальні параметри режимів ДАС) та межі підобластей θ_i , $i = \overline{1, M}$ вибираються так, щоб доставити мінімум середнім по області θ втратам в ефективності ДАС порівняно з СБП.

Проведено параметричний синтез одноканальної з доплерівської частоти сигналу ДАС, в якій для скорочення числа режимів був збережений безперервний характер адаптації до аргументу кореляційної функції завади. Показано, що синтезована, відповідно до розробленої методики ДАС, для заданих обмежень на максимальні втрати, дозволяє, при порівняно невеликому числі режимів завадозахисту, забезпечити, в припущенні безпомилкової класифікації завадової обстановки, незначні середні щодо СБП втрати в ефективності обробки сигналів на фоні адитивної суміші некорельованої і унімодальної корельованої завади.

4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ АЛГОРИТМІВ РОЗПІЗНАВАННЯ ЗАВАДОВОЇ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ КЕРУВАННЯ РЕЖИМАМИ ДИСКРЕТНО-АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ

4.1 Синтез алгоритму розпізнавання М завад з різними коваріаційними матрицями

Як було показано в розділі 1 в систему спільного виявлення корисного сигналу і класифікації завадових ситуацій входить блок, котрий дозволяє розпізнавати неоднорідні завади.

При допустимості гаусової апроксимації щільності розподілу імовірності завади на вході приймача, оптимальне за критерієм мінімуму апостеріорного ризику правило розпізнавання класів завад зводиться до визначення максимуму серед зважених функцій правдоподібності

$$C_k p(X/B_{k3}) = \max_j C_j p(X/B_{j3}) , \quad (4.1)$$

де C_k – коефіцієнт, що залежить від апіорних імовірностей і втрат, що відповідають розпізнаванню класам;

$P(X/B_{j3})$ – спільна щільність розподілу імовірності n статично незалежних N -мірних векторів випадкового процесу X з вектором середніх значень $\mu=0$ і коваріаційною матрицею:

$$p(X/B_{j3}) = (2\pi)^{-\frac{nN}{2}} |B_{j3}|^{-\frac{n}{2}} \exp \left[-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n X_i^* B_{j3}^{-1} X_i \right] . \quad (4.2)$$

У випадку коли коефіцієнти C_j для всіх класів однакові (критерій максимальної правдоподібності), та з урахуванням, що оцінка коваріаційної матриці завади

$$\hat{B}_3 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i X_i^* \quad (4.3)$$

рішення про приналежність вхідного процесу до k -го із M , що характеризуються коваріаційними матрицями B_j , $j = \overline{1, M}$ класів завад приймається, якщо

$$\ln|B_k| + \text{Tr } B_k^{-1} \hat{B}_3 = \min_j [\ln|B_j| + \text{Tr } B_j^{-1} \hat{B}_3] . \quad (4.4)$$

Тобто, вимірявши коваріаційну матрицю процесу X на вході приймача та визначивши вирішальні функції виду (4.4) на виході схеми відбору мінімуму одержуємо рішення про приналежності завади до одному з розглянутих класів

$$d_j(x) = \ln|B_j| + \text{Tr } B_j^{-1} \hat{B}_3. \quad (4.5)$$

Структурна схема класифікатора, що реалізує процедуру (4.5), представлена на рис. 4.1,

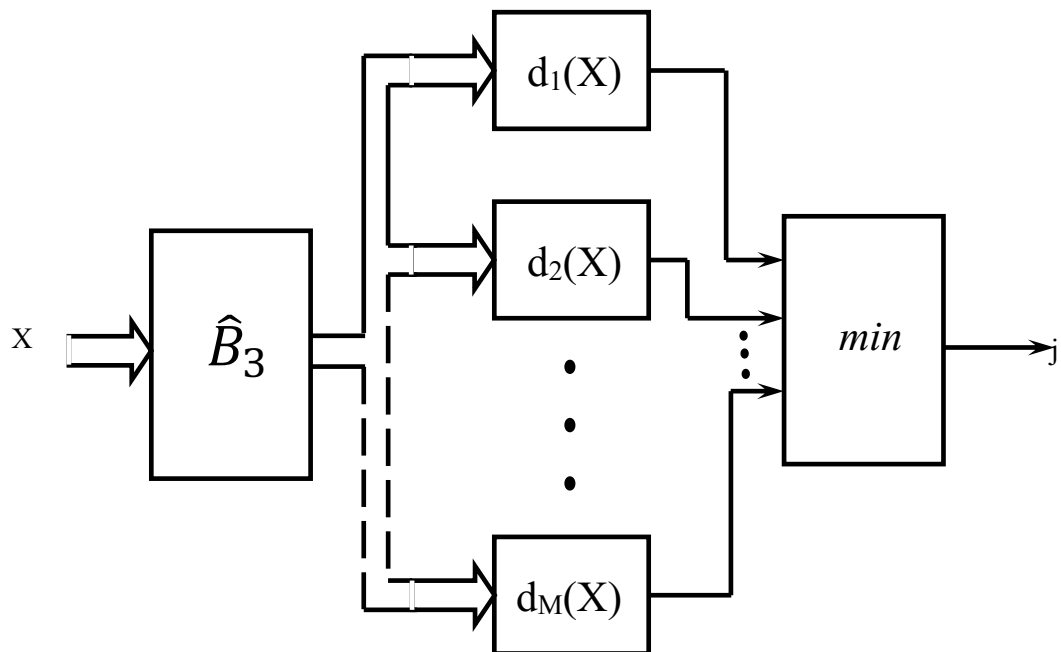


Рисунок 4.1 – Структурна схема класифікатора завад

де $\hat{B}_3$, - пристрій оцінки коваріаційної матриці завади;
 $d_j(X)$ - пристрій обчислення вирішальної функції згідно (4.5);
 $\min$ - пристрій відбору мінімуму;
 j – номер класу, що відповідає мінімальній вирішальній функції.

4.2 Розробка та дослідження ефективності алгоритмів розпізнавання завад за їх інформативними ознаками

Розглянемо спочатку алгоритми виміру таких інформативних ознак комбінованої завади як потужність вхідного процесу, модуль і фаза комплексного міжперіодного коефіцієнта кореляції при відсутності імпульсних завад.

4.2.1 Оцінки максимальної правдоподібності інформативних ознак комбінованої завади та структурні схеми їх вимірювання.

Для стаціонарного вхідного процесу з нормальною щільністю розподілу ймовірностей дані оцінки можна одержати за допомогою методу максимальної правдоподібності. Так, оцінка максимальної правдоподібності потужності завади, що використовує інформацію про інтенсивність вхідного процесу в n елементах дозволу по дальності одного з періодів зондування ($N = 1$), має вигляд:

$$\sigma_1^2 = n^{-1} \sum_{i=1}^n |X_{1i}|^2, \quad (4.6)$$

або в рекурентній формі:

$$\sigma_{1(k)}^2 = \sigma_{1(k-1)}^2 + n^{-1} (|X_{1k}|^2 - \sigma_{1(k-1)}^2), \quad (4.7)$$

де X_{mi} – елементи вектора вхідного процесу X_i .

Оцінки максимальної правдоподібності модуля та фази комплексного міжперіодного коефіцієнта кореляції, отримані шляхом максимізації логарифма функції правдоподібності при $N = 2$ і невідомої потужності завади, можуть бути

визначені з виражень:

$$\hat{r} = \frac{|\sum_{i=1}^n X_{1i}^* X_{2i}|}{n\hat{\sigma}_{12}^2} = \frac{\sqrt{[\sum_{i=1}^n (X_{1i}^D X_{2i}^D + X_{1i}^M X_{2i}^M)]^2 [\sum_{i=1}^n (X_{1i}^D X_{2i}^M - X_{1i}^M X_{2i}^D)]^2}}{n\hat{\sigma}_{12}^2}. \quad (4.8)$$

та

$$\hat{\varphi}_n = \arctg \frac{\text{Im} \sum_{i=1}^n X_{1i}^* X_{2i}}{\text{Re} \sum_{i=1}^n X_{1i}^* X_{2i}} = \arctg \frac{\sum_{i=1}^n (X_{1i}^D X_{2i}^M - X_{1i}^M X_{2i}^D)}{\sum_{i=1}^n (X_{1i}^D X_{2i}^D + X_{1i}^M X_{2i}^M)}, \quad (4.9)$$

де

$$\hat{\sigma}_{12}^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (|X_{1i}|^2 |X_{2i}|^2)}{2n} = \frac{\sum_{i=1}^n [(X_{1i}^D)^2 + (X_{2i}^D)^2 + (X_{1i}^M)^2 + (X_{2i}^M)^2]}{2n}, \quad (4.10)$$

де X_{mi}^D, X_{mi}^M – дійсна та мніма частини елемента X_{mi} .

Відзначимо що у випадку різної потужності завади в першому та другому періодах, оцінка $\hat{\sigma}_{12}^2$ має вигляд:

$$\hat{\sigma}_{12}^2 = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n |X_{1i}|^2 |X_{2i}|^2}}{n}. \quad (4.11)$$

На рис. 4.2, 4.3 наведені структурні схеми, що реалізують алгоритми (4.7) - (4.11), де прийняті наступні позначення: $()^2$ - квадратор, $\sum$ - суматор, схема вирахування, $1/2$ і $1/n$ - дільники на 2 і на n , τ - блок затримки на тривалість елемента дозволу по дальності, H - накопичувач, що реалізує ковзне уздовж дальності підсумовування даних у межах n елементів дозволу, $\div$ - дільник, $\sqrt{\cdot}$ і ФП - функціональні перетворювачі для обчислення квадратного кореня та арктангенса відповідно.

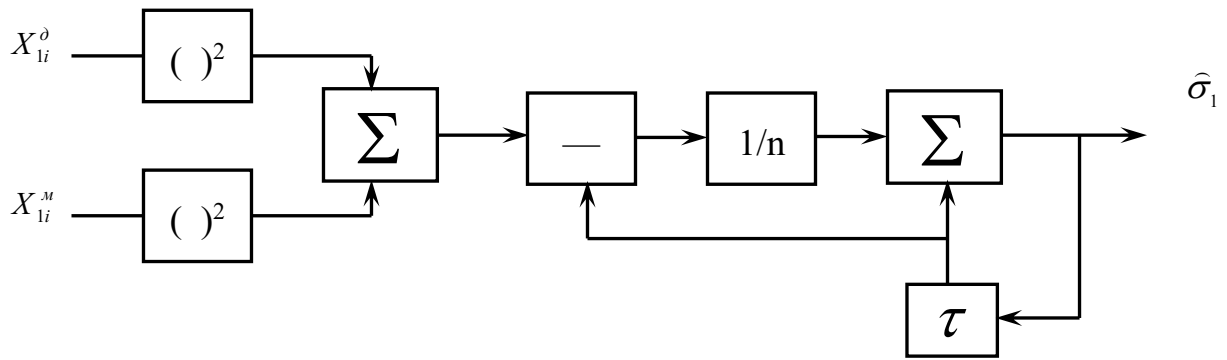


Рисунок 4.2 – Структурна схема реалізації алгоритму (4.7)

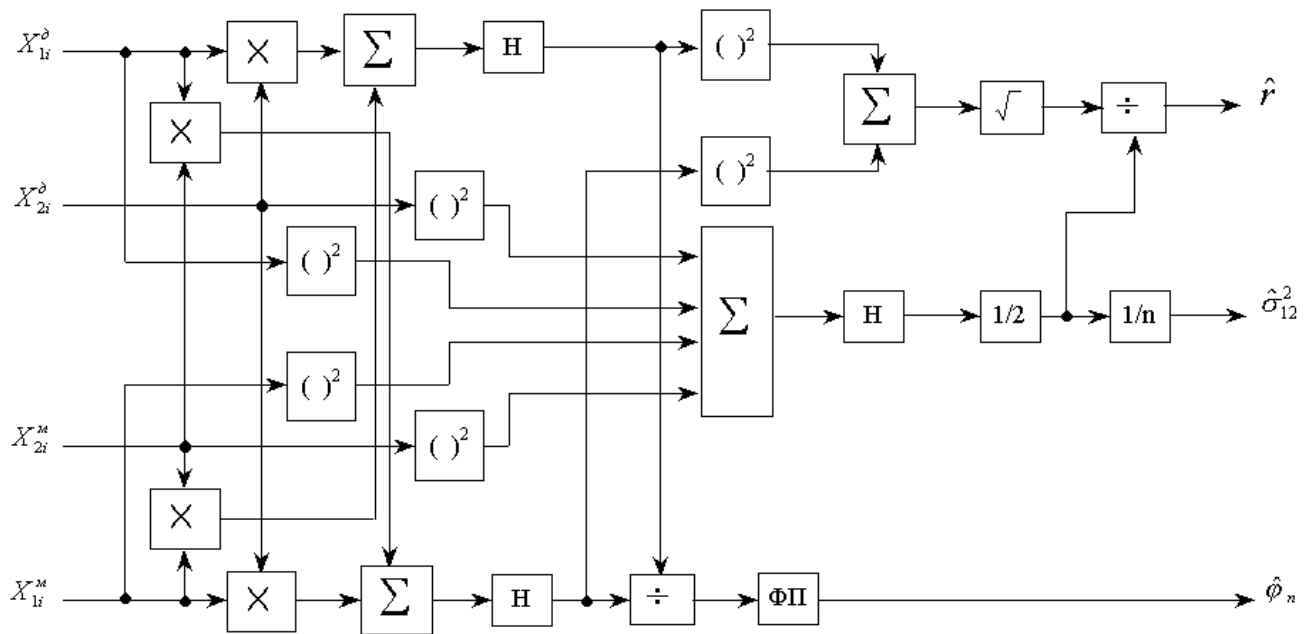


Рисунок 4.3 – Структурна схема реалізації алгоритмів (4.8) – (4.11)

Відомо, що оцінки максимальної правдоподібності потужності вхідного процесу, обумовлені по формулах (4.10) і (4.11), є незміщеними та ефективними. Оцінки модуля та фази комплексного коефіцієнта кореляції є асимптотично незміщеними та ефективними. Нижні границі дисперсії оцінок мають вигляд:

$$M_2[\sigma_1^2] = \frac{\sigma^4}{n}; M_2[\sigma_1^2] = \frac{(1 - r^2)^2}{2n}; M_2[\sigma_{12}^2] = \frac{\sigma^4(1 - r^2)}{2n}; M_2[\sigma_{12}^2] = \frac{1 - r^2}{2nr^2}.$$

Перейдемо до розробки та аналізу ефективності алгоритмів розпізнавання класів комбінованих завад за обраними інформативними ознаками.

4.2.2 Синтез алгоритму розпізнавання класів завад за потужністю.

Оптимальний за критерієм максимальної правдоподібності алгоритм розпізнавання двох класів вхідного процесу, з різними потужностями (ω_1 - внутрішній шум, ω_2 - завада) згідно (2.4) при $N = 1$ має вигляд:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} \hat{\sigma}_1^2 > C_0, \quad (4.12)$$

де $C_0 = C \cdot \frac{\sigma_{\omega_1}^2 \cdot \sigma_{\omega_2}^2}{\sigma_{\omega_1}^2 + \sigma_{\omega_2}^2}$ або з урахуванням (4.6):

$$\frac{\sum_{j=1}^n |x_{1j}|^2}{n} \frac{\omega_2}{\omega_1} > C_0. \quad (4.13)$$

Тобто, оптимальний алгоритм розпізнавання двох класів завад, що характеризуються нормальною щільністю розподілу імовірностей і різною потужністю, зводиться до порівняння оцінки потужності з деяким порогом, при цьому, якщо $\hat{\sigma}_1^2$ перевищує поріг, то приймається рішення про приналежності вхідного процесу до другого класу, у противному випадку приймається альтернативне рішення.

У загальному випадку з (4.5) маємо вирішальні функції

$$d_j = \ln(\sigma_j^2) + \frac{\hat{\sigma}_1^2}{\sigma_j^2}. \quad (4.14)$$

Обчислив вирішальні функції (4.14) на виході схеми відбору мінімуму одержуємо рішення про приналежності завади до одному з розглянутих класів.

4.2.3 Синтез алгоритму розпізнавання класів завад за модулем комплексного міжперіодного коефіцієнта кореляції.

Оптимальний за критерієм максимальної правдоподібності алгоритм розпізнавання двох класів завад (ω_1 і ω_2) з різними коефіцієнтами кореляції ($r_{\omega_2} > r_{\omega_1}$) згідно (3.4) при $N = 2$ має вигляд:

$$\hat{r} \underset{\omega_1}{\overset{\omega_2}{>}} C_0, \quad (4.15)$$

$$\text{де } C_0 = \frac{c(1-r_{\omega_1}^2)(1-r_{\omega_2}^2)}{2(r_{\omega_2}-r_{\omega_1}+r_{\omega_1}r_{\omega_2}^2-r_{\omega_2}r_{\omega_1}^2)} - \frac{r_{\omega_1}^2-r_{\omega_2}^2}{r_{\omega_2}-r_{\omega_1}+r_{\omega_1}r_{\omega_2}^2-r_{\omega_2}r_{\omega_1}^2}; (\sigma_{\omega_1}^2 = \sigma_{\omega_2}^2 = 1).$$

Підставляючи (4.8) в (4.15), одержимо

$$\frac{2|\sum_{i=1}^n X_{1i}^* X_{2i}|}{[\sum_{i=1}^n |X_{1i}|^2 + \sum_{i=1}^n |X_{2i}|^2]} \underset{\omega_1}{\overset{\omega_2}{>}} C_0, \quad (4.16)$$

або врахувавши (4.11)

$$\frac{|\sum_{i=1}^n X_{1i}^* X_{2i}|}{[\sum_{i=1}^n |X_{1i}|^2 + \sum_{i=1}^n |X_{2i}|^2]} \underset{\omega_1}{\overset{\omega_2}{>}} C_0. \quad (4.17)$$

Таким чином, з (4.16), (4.17) видно, що оптимальна процедура розпізнавання двох класів завад з нормальною щільністю розподілу імовірностей і різних модулів комплексного коефіцієнта кореляції зводиться до порівняння оцінки максимальної правдоподібності модуля коефіцієнта кореляції з деяким порогом.

При цьому, якщо r перевищує поріг, то приймається рішення про приналежності вхідного процесу до другого класу, а якщо ні до першого класу.

У випадку розпізнавання M класів завад за першим коефіцієнтом кореляції з (4.5) маємо вирішальні функції

$$d_j = c_j - \frac{r_{\omega j} \hat{r}}{1 - r_{\omega j}^2}, \quad (4.18)$$

де $c_j = 1 + \ln \sqrt{1 - r_{\omega j}^2}$.

4.2.4 Дослідження ефективності алгоритму розпізнавання завад за потужністю.

Досліджуємо ефективність розробленого алгоритму (4.13).

Як міру оцінки ефективності використаємо імовірності хибного P_x і правильного P_n розпізнавання:

$$P_x = \int_{C_0}^{\infty} p\left(\frac{\hat{\sigma}_1^2}{n}, \hat{\sigma}_{\omega 1}^2\right) d\hat{\sigma}_1^2, \quad (4.19)$$

$$P_n = \int_{C_0}^{\infty} p\left(\frac{\hat{\sigma}_1^2}{n}, \hat{\sigma}_{\omega 2}^2\right) d\hat{\sigma}_1^2, \quad (4.20)$$

де $p\left(\frac{\hat{\sigma}_1^2}{n}, \hat{\sigma}_{\omega 1}^2\right)$ - щільність розподілу оцінки потужності для i -го класу.

Відомо, що оцінкою максимальної правдоподібності коваріаційної матриці:

$$B_n = M[XX^*] = \|b_{ik}\|,$$

де $b_{ik} = \sigma^2$, якщо $i = k$ та $b_{ik} = \sigma^2(Rer_{ik} + jImr_{ik})$, якщо $i \neq k$.

Вибіркова коваріаційна матриця $\hat{B}_n$ обчислюється відповідно до (1.5). Матриця $\hat{D}_n = n\hat{B}_n$ розподілена за законом Уїшарта [66]:

$$p(\hat{D}_n) = \frac{|\hat{D}_n|^{n-N} \exp[-Tr(B_n^{-1} \hat{D}_n)]}{\pi^{\frac{N(N-1)}{2}} \Gamma(n) \dots \Gamma(n-N+1) |B_n|^n}, \quad (4.16)$$

де $\Gamma(\cdot)$ - гамма-функція.

При $N = 1$, одержимо вираз для ЩРІ статистики $\hat{b} = \sum_{j=1}^n |X_j|^2$,

$$p(\hat{b}) = [2^n \sigma_{\omega_i}^{2n} \Gamma(n)]^{-1} \hat{b}^{n-1} \exp \left[-\frac{\hat{b}}{2\sigma_{\omega_i}^2} \right]. \quad (4.17)$$

З обліком (9.4) і використовуючи методи визначення ЩРІ функціонально перетворених величин, маємо:

$$p(\hat{\sigma}_1^2) = [n^{-n} \sigma_{\omega_i}^{2n} \Gamma(n)]^{-1} \hat{\sigma}_1^{2(n-1)} \exp \left[-\frac{n\hat{\sigma}_1^2}{\sigma_{\omega_i}^2} \right]. \quad (4.18)$$

Тоді імовірність помилкового розпізнавання можна записати у вигляді:

$$P_x = \int_{C_0}^{\infty} \left(\frac{2n}{\sigma_{\omega_i}^2} \right) K_{2n} \left[\frac{2n\hat{\sigma}_1^2}{\sigma_{\omega_i}^2} \right] d\hat{\sigma}_1^2, \quad (4.19)$$

де $K_j[X] = \left[2^{\frac{j}{2}} \Gamma\left(\frac{j}{2}\right) \right]^{-1} X^{\frac{j}{2}-1} \exp\left(-\frac{X}{2}\right).$

Зробивши заміну змінної $\frac{2n\hat{\sigma}_1^2}{\sigma_{\omega_i}^2} = \frac{mx}{\sigma_{\omega_i}^2} = y$ і позначивши $\frac{mC_0}{\sigma_{\omega_i}^2} = Z_0$ одержимо

$$P_x = 1 - P(Z_0, m) = Q(Z_0, m), \quad (4.20)$$

де $P(Z_0, m) = \int_0^{Z_0} K_m(y) dy$, -табульована функція.

Поклавши для простоти $\sigma_{\omega_i}^2 = 1$ значення порога можна записати:

$$Z'_0 = \frac{2nC_0}{\sigma_{\omega_2}^2} = \frac{Z_0}{(1+\beta')} = \frac{2nC_0}{(1+\beta')}, \quad (4.21)$$

де $\beta' = \frac{\sigma_{\omega_2}^2}{\sigma_{\omega_1}^2} = \sigma_{\omega_2}^2$.

Тоді імовірність правильного розпізнавання

$$P_n = 1 - P(Z'_0, 2n) = Q(Z'_0, 2n), \quad (4.22)$$

На рис. 4.4 та 4.5 наведені результати розрахунків характеристик розпізнавання по формулах (4.21) і (4.22). Аналіз отриманих результатів показує, що при $n > 5$ і $\beta' \geq 10$ dB оптимальний алгоритм (4.9) забезпечує розпізнавання двох класів завад з імовірністю не меншої 0.99.

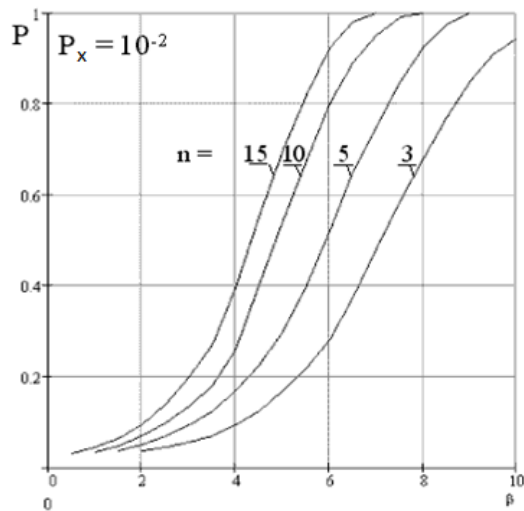


Рисунок 4.4 – Характеристики розпізнавання за потужністю при $P_x=10^{-2}$

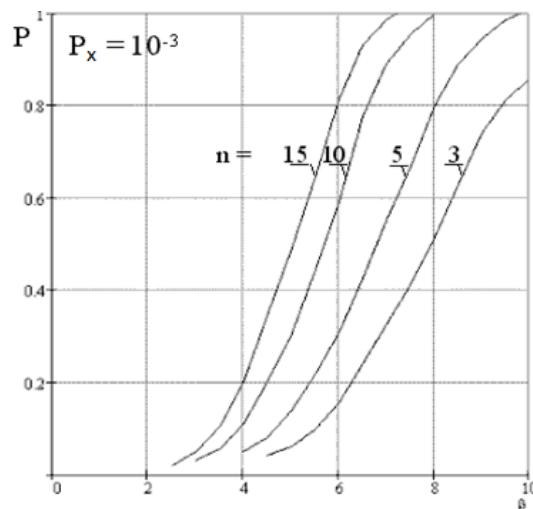


Рисунок 4.5 – Характеристики розпізнавання за потужністю при $P_x=10^{-3}$

4.2.5 Дослідження ефективності алгоритму розпізнавання завад за міжперіодним коефіцієнтом кореляції.

Перейдемо до дослідження ефективності розробленого алгоритму класифікації. Як оцінка міри ефективності оптимального алгоритму (4.11) також використаємо імовірності помилкового та правильного розпізнавання. Для визначення P_x і P_n необхідно знайти щільність розподілу імовірностей модуля міжперіодного комплексного коефіцієнта кореляції. Скористаємося для цього вираженням (4.16), поклавши в ньому $N = 2$

$$\begin{aligned} p(\hat{d}_{11}, \hat{d}_{22}, \hat{d}_{12}, \hat{d}_{21}) &= \\ &= \frac{(\hat{d}_{11}\hat{d}_{22} - \hat{d}_{12}^2 - \hat{d}_{21}^2)^{n-2}}{\pi\Gamma(n)\Gamma(n-1)(1 - r_d^2 - r_m^2)^n \sigma_1^{2n} \sigma_2^{2n}} \times \\ &\times \exp \left[-\frac{\sigma_2^2 \hat{d}_{11} - 2r_d \sigma_1 \sigma_2 \hat{d}_{12} - 2r_m \sigma_1 \sigma_2 \hat{d}_{21} + \sigma_1^2 \hat{d}_{22}}{(1 - r_d^2 - r_m^2) \sigma_1^2 \sigma_2^2} \right], \end{aligned}$$

де $r_d = \text{Rer}_{12}$; $r_m = \text{Imr}_{12}$.

Позначимо $r_d = \frac{\hat{d}_{12}}{\sqrt{\hat{d}_{11}\hat{d}_{22}}}$, $r_m = \frac{\hat{d}_{21}}{\sqrt{\hat{d}_{11}\hat{d}_{22}}}$.

$$\hat{r} = \sqrt{\hat{r}_d^2 + \hat{r}_m^2}, \quad \hat{\varphi}_n = \arctg \left[\frac{\hat{r}_m}{\hat{r}_d} \right], \quad (4.23)$$

де r, φ – є відповідно оцінками модуля та фази міжперіодного коефіцієнта кореляції.

З обліком [51] знаходимо спільну ЩРІ оцінок r та φ

$$\begin{aligned} p(\hat{r}, \hat{\varphi}) &= \hat{r}(1 - \hat{r}^2)^{n-2} (1 - \rho^2)^n [\pi\Gamma(n)\Gamma(n-1)]^{-1} \times \\ &\times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2\rho\hat{r})^k}{(k!)} \cdot \cos^k[\varphi_n - \hat{\varphi}_n] \cdot \Gamma^2 \left(n + \frac{k}{2} \right), \end{aligned} \quad (4.24)$$

де $r = \sqrt{r_d^2 + r_m^2}$, $\hat{\phi}_n = \arctg \left[\frac{r_m}{r_d} \right]$ – дійсні значення модуля та фази міжперіодного коефіцієнта кореляції.

Усереднюючи (4.24) по $\hat{\phi}_n$ в межах від 0 до 2π одержуємо шуканий розподіл оцінки модуля міжперіодного коефіцієнта кореляції:

$$p(\hat{r}) = \frac{2\hat{r}(1-r^2)^{n-2}(1-\rho^2)^n}{(n-1)!(n-2)!} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\rho\hat{r})^{2k}[(n+k-1)!]^2}{(k!)^2}, \quad (4.25)$$

де $n \geq 2$.

Тоді імовірність правильного розпізнавання можна визначити з вираження:

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{2(1-r^2)^n}{(n-1)!(n-2)!} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{[(n+k-1)!]^2}{(k!)^2} r^{2k} \int_{Z_0}^1 \hat{r}^{2k+1} (1-\hat{r}^2)^{n-2} d\hat{r} = \\ &= \frac{2(1-r^2)^n}{(n-1)!(n-2)!} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{[(n+k-1)!]^2}{(k!)^2} r^{2k} \sum_{i=0}^k \frac{(-1)^i}{(n+i-1)} \binom{k}{i} (1-Z_0)^{n+i-1}, \end{aligned} \quad (4.26)$$

де Z_0 – граничне значення, визначається, виходячи із заданої імовірності помилкового розпізнавання, зокрема, при $r_{\omega_1=0}$ з вираження:

$$Z_0 = \sqrt{1 - P_X^{\frac{1}{n-1}}}. \quad (4.27)$$

Результати обчислень характеристик розпізнавання по формулах (4.25) і (4.26) для $P_x = 10^{-1}$ і $P_x = 10^{-2}$ наведені на рис. 4.6 та 4.7. Дані графіки дозволяють оцінити необхідний для досягнення заданої імовірності правильного розпізнавання некорельованого та корельованого процесів об'єм навчальної вибірки n .

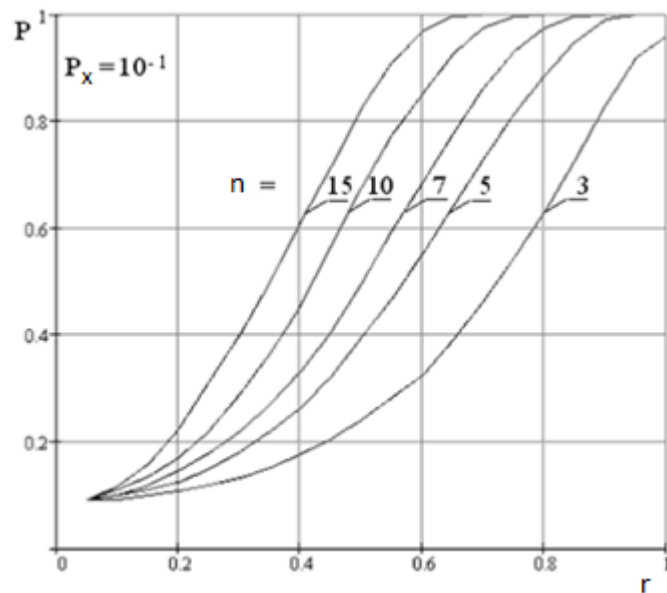


Рисунок 4.6 – Характеристики розпізнавання за коефіцієнтом кореляції при $P_x = 10^{-1}$

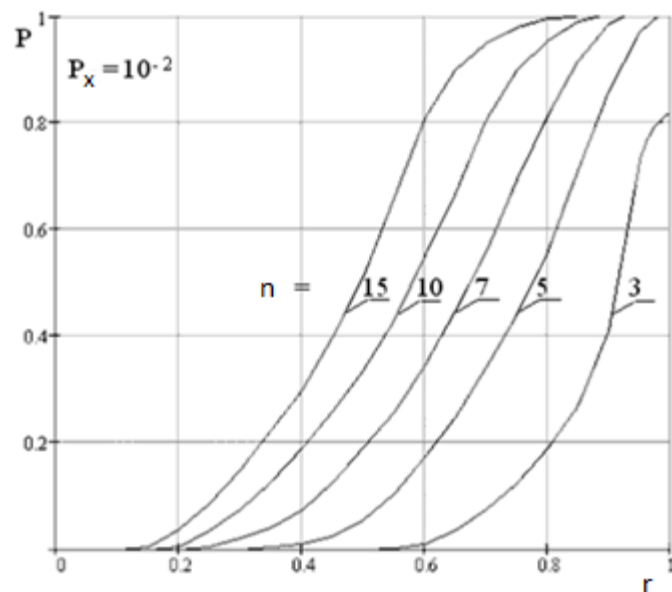


Рисунок 4.7 – Характеристики розпізнавання за коефіцієнтом кореляції при $P_x = 10^{-2}$

Зазначимо, що у випадку, коли на вході системи діють імпульсні завади, то їх вплив еквівалентний зменшенню числа вибірок, за допомогою яких виконується вимірювання ознак завади.

Отже для забезпечення потенційної ефективності розпізнавання класів завад необхідно забезпечити надійне виявлення несинхронних імпульсних завад.

4.3 Виявник несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад

Як було зазначено у другому розділі, на першому етапі боротьби з комбінованою завадою, а саме для компенсації імпульсної завади алгоритм обробки передбачає наявність апіорної інформації про номер елемента вектору вхідного процесу та номер елемента дозволу за дальністю що уражені ІЗ. На практиці така інформація відсутня і виникає потреба її визначення шляхом виявлення ІЗ на тлі суміші інших завад.

4.3.1 Алгоритми виявлення несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та корельованої гаусових завад.

Завдання виявлення імпульсної завади в умовах адитивної суміші стаціонарних некорельованих та корельованих завад відомої потужності вирішується порівняно просто [2]. Алгоритм виявлення ІЗ у цьому разі може бути отриманий, наприклад, виходячи з тесту відношення правдоподібності. Його використання з урахуванням отриманої оцінки параметрів дозволяє отримати правило прийняття рішення про наявність чи відсутність імпульсної завади в k -му елементі вибірки вхідного процесу

$$|X_k|^2 \geq C \sum_{i=1}^{m-1} |X_i|^2, i \neq k, \quad (4.28)$$

де C — коефіцієнт, що обчислюється в залежності від заданої ймовірності помилкової тривоги виявлення ІЗ.

В результаті вся процедура виявлення імпульсної завади на тлі стаціонарної завади невідомої потужності зводиться до порівнювання модуля елемента, що аналізується, зведеного в квадрат з сумою квадратів модулів елементів, що помножена на константу, та не містять імпульсну заваду. Даний алгоритм стає неефективним при мінливості потужності нестационарної завади, так як будь-яка різка зміна неперервної завади (корельованої або некорельованої) може бути

інтерпретована як імпульсна завада та не буде брати участі в подальшому процесі виявлення корисного сигналу.

Для підвищення ефективності виявлення імпульсних завод на фоні адитивної суміші некорельованої та дискретної по дальності корельованої завади в [28] за припущенням відсутності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту РТС розроблено пристрій, структурна схема якого представлена на рис. 4.8.

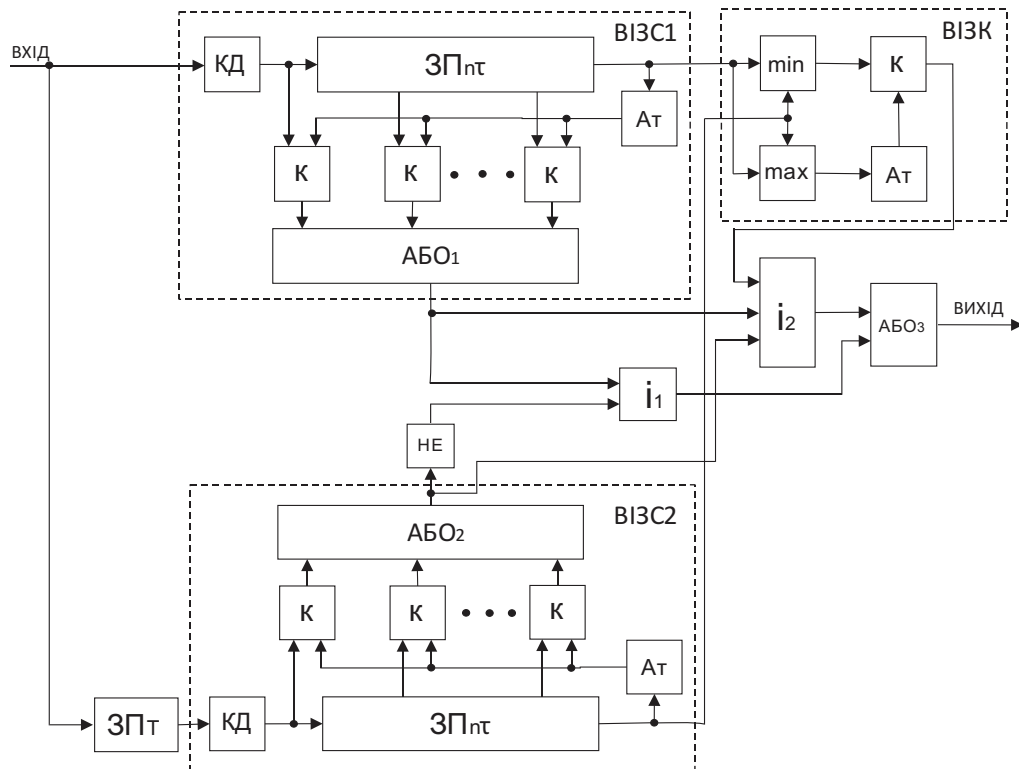


Рисунок 4.8 – Структурна схема ВІЗ без обмежень на динамічний діапазон

На рис. 4.8 введені такі позначення:

– «ВІЗС1» — перший виявник ІЗ на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю j -го періоду повторення, що працює за методом багатьох контрастів, коли рішення про наявність імпульсної завади в k -му елементі дозволу за дальністю приймається, якщо виконується хоча б одна з умов

$$\begin{aligned} C | X_{k,j} |^2 - | X_{k+1,j} |^2 > 0; C | X_{k,j} |^2 - | X_{k+2,j} |^2 > 0; \dots; C | X_{k,j} |^2 - | X_{k+(m-1),j} |^2 > 0 \end{aligned} \quad (4.29)$$

де $X_{k,j}, X_{k+1,j}, \dots, X_{k+(m-1),j}$ – вибіркові значення вхідного процесу в $k, k+1, \dots, k+(m-1)$ елементи дозволу за дальністю j -го о періоду повторення;
 C – коефіцієнт, що вибирається з умови забезпечення заданої ймовірності помилкової тривоги;
 – «ВІЗС2» — другий виявник ІЗ на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю $(j-1)$ -го періоду повторення, що працює за методом багатьох контрастів, коли рішення про наявність імпульсної завади в k -му елементі дозволу за дальністю приймається, якщо виконується хоча б одна з умов

$$\begin{aligned} C |X_{k,j-1}|^2 - |X_{k+1,j-1}|^2 > 0; \quad C |X_{k,j-1}|^2 - |X_{k+2,j-1}|^2 > 0; \dots; \\ \dots C |X_{k,j-1}|^2 - |X_{k+(m-1),j-1}|^2 > 0 \end{aligned} \quad (4.30)$$

де $X_{k,j-1}, X_{k+1,j-1}, \dots, X_{k+(m-1),j-1}$ – вибіркові значення вхідного процесу в $k, k+1, \dots, k+(m-1)$ елементи дозволу за дальністю $(j-1)$ -го о періоду повторення;
 C – коефіцієнт, що вибирається з умови забезпечення заданої ймовірності помилкової тривоги;
 – «ВІЗК» — виявник ІЗ у k -му елементі дозволу за дальністю за результатами аналізу інформації в j -му та $(j-1)$ -му періодах повторення, що працює за алгоритмом

$$C \cdot \max\{|X_{k,j}|^2; |X_{k,j-1}|^2\} - \min\{|X_{k,j}|^2; |X_{k,j-1}|^2\} > 0, \quad (4.31)$$

де $\max\{a; b\}, \min\{a; b\}$ – відповідно максимальне та мінімальне значення між величинами a та b ;

$$C = \frac{2}{r_0} \left(\frac{1}{r_0} - \sqrt{\frac{1}{r_0^2} - 1} \right) - 1;$$

– «К» — компаратор;
 – «ЗПТ» — запам'ятовуючий пристрій на період T повторення

зондувального сигналу;

– «ЗПнт» — запам'ятовуючий пристрій на n тривалостей τ зондувального сигналу;

– «КД» — квадратичний детектор;

– «Ат» — атенюатор;

– «І, АБО, НЕ – відповідні логічні сполучення.

З метою перевірки ефективності запропонованого пристрою в порівнянні з деяким відомим пристроєм в [29] було проведено комп'ютерне моделювання за припущенням відсутності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту РТС. Розглядалося 200 елементів дозволу по дальності у двох періодах повторення. У кожному елементі дозволу діяла некорельованої завада з гаусовою щільністю розподілу ймовірностей, а в елементах з 20 по 70 і з 120 по 150 адитивна суміш некорельованої і корельованих завади також з гаусовою щільністю розподілу ймовірностей і модулем комплексного коефіцієнта кореляції $\rho = 0,99$. Елементи дозволу 5, 45, 65, 117, 148 першого періоду повторення вражалися імпульсною завадою з відношенням потужностей імпульсної та некорельованої завад $\gamma_1 = \frac{\sigma_i^2}{\sigma_n^2} = 80\text{дБ}$. Отримані результати моделювання показали, що при відношенні потужностей корельованих і некорельованої завад $\gamma_2 = 40\text{дБ}$ та розміру «вікна» $m = 10$ відносна частота помилкового виявлення для пропонованого пристрою дорівнювала нулю (дослідження проводилися по 200 статистично незалежним випробуванням).

В мобільних радіолокаторах, для яких складність технічної реалізації та економічні показники мають суттєве значення доводиться обмежувати динамічний діапазон приймального тракту РТС використовуючи при цьому нелінійні та інші методи обробки сигналів в умовах потужних імпульсних та корельованих завад. Найпростішим і дуже ефективним є амплітудне обмеження. Зазвичай, рівень обмеження вибирається менше середньоквадратичного значення адитивної суміші корельованих і некорельованих завад. При застосуванні такого обмежувача рівні імпульсної та корельованої завад на вході приймального пристрою РТС

відрізняються несуттєво. Для таких систем обробки сигналів ймовірність помилкового виявлення ІЗ в блоках ВІЗС1 та ВІЗС2 що входять до складу розглянутого вище (рис.4.8) виявника ІЗ на тлі некорельованих і дискретних за дальністю корельованих завад неприпустимо збільшується.

4.3.2 Розробка виявляча несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад за наявності обмеження на динамічний діапазон приймального тракту РТС.

За наявності обмеження на динамічний діапазон приймального тракту РТС усуваються, до певної міри, значні амплітудні відмінності між імпульсною та корельованою завадами і подальша обробка повинна використовувати додаткові відмінності між цими завадами. Ознаками, за якими несинхронну ІЗ можна відрізнити від КЗ, є інший, ніж в КЗ, інтервал між сусідніми імпульсами та відсутність міжперіодної кореляції.

В розділі 2 показано, що з урахуванням апріорної інформації про різномірний характер впливів, що заважають, коваріаційну матрицю комбінованої завади можна подати у виді

$$B_3 = [(B_i + B_H)^{-1} B_K + I]^{-1} [B_H^{-1} B_i + I]^{-1} B_H^{-1}, \quad (4.32)$$

а процедура виявлення корисного сигналу може бути записана у вигляді алгоритму з почерговою компенсацією корельованої, імпульсної і некорельованої завад, які входять до комплексу

$$l = \{[(B_i + B_H)^{-1} B_K + I]^{-1} [B_H^{-1} B_i + I]^{-1} B_H^{-1}\} S. \quad (4.33)$$

Тобто алгоритм (4.33) зводиться до послідовної компенсації за критерієм мінімуму СКВ спочатку корельованих завад, потім імпульсних і когерентного накопичення. Скористаємося цією можливістю для визначення номеру елемента

вхідного процесу, який уражений ІЗ.

Відомо [2]–[3], що простим, але досить ефективним пристроєм придушення корельованих завад є пристрій черезперіодної компенсації (ЧПК). Розробимо алгоритм виявлення імпульсної завади, який за прикладом [28], додатково використовує аналіз процесів на виході системи ЧПК. Будемо вважати що:

- імпульсна завада має модуль міжперіодного коефіцієнту кореляції рівний нулю і розподілена на вході та виході пристрою ЧПК за нормальним законом;
- враження несинхронною імпульсною завадою одного і того ж елементу дозволу за дальністю відразу в двох сусідніх періодах повторення має зневажливо малу ймовірність настання такої події;
- корельована завада на вході і виході ЧПК також розподілена за нормальним законом, має доплерівську фазу близькою до нуля, а її потужність в заданому елементі розрізнення за дальністю невідома і корельована в сусідніх періодах повторення.

Структурна схема розробленого виявляча імпульсних завад на фоні адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої завади наведена на рис. 4.9.

На рис. 4.9 введені такі позначення:

- «ВІЗС1» — перший виявник ІЗ на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю j -го періоду повторення, що працює за алгоритмом

$$|X_{k,j}|^2 \geq C \sum_{i=1}^{m-1} |X_{i,j}|^2, i \neq k, \quad (4.34)$$

де $X_{k,j}$ - вибіркове значення вхідного процесу в k -му, з m елементів дозволу за дальністю у ковзному вікні j -го періоду повторення;

- «ВІЗС2» — другий виявник ІЗ на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю $(j-1)$ -го періоду повторення, що працює за алгоритмом

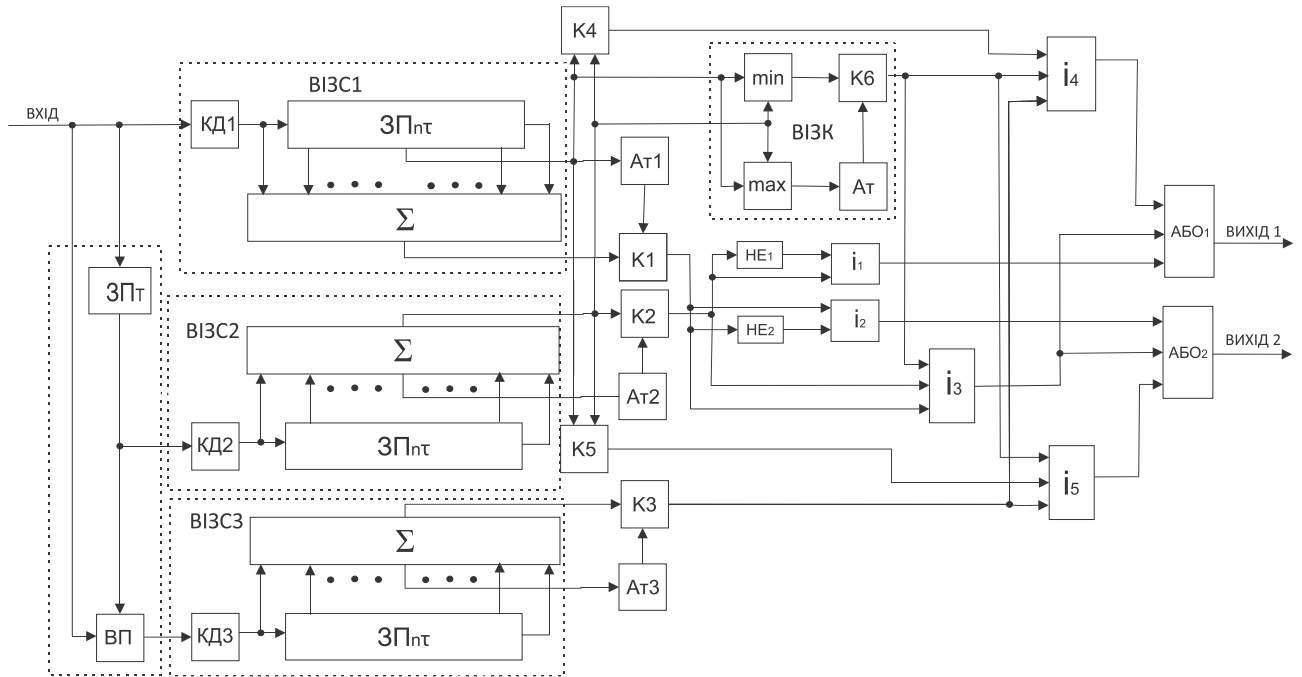


Рисунок 4.9 – Структурна схема ВІЗ за наявності обмежень на динамічний діапазон

$$|X_{k,j-1}|^2 \geq c \sum_{i=1}^{m-1} |X_{i,j-1}|^2, i \neq k, \quad (4.35)$$

де $X_{k,j-1}$ – вибіркове значення вхідного процесу в k -му, з m елементів дозволу за дальністю у ковзному вікні $(j-1)$ -го о періоду повторення;
 – «ВІЗС3» — третій виявник ІЗ на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю на виході схеми ЧПК, що працює за алгоритмом

$$|X_{k,\text{чпк}}|^2 \geq c \sum_{i=1}^{m-1} |X_{i,\text{чпк}}|^2, i \neq k, \quad (4.36)$$

де $X_{k,\text{чпк}}$ – вибіркове значення вхідного процесу в k -му, з m елементів дозволу за дальністю у ковзному вікні на виході схеми ЧПК;
 – «ВІЗК» — виявник ІЗ у k -му елементі дозволу за дальністю за результатами аналізу інформації в j -му та $(j-1)$ -му періодах повторення, що працює за алгоритмом (13);

- « Σ » — суматор;
- «ВП» — віднімальний пристрій;
- решта позначень такі ж як на рис. 4.8

Квадрат модуля відліку вхідного процесу надходить з КД1 на вхід ВІЗС1, який визначає наявність ІЗ на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю j -го періоду повторення. На виході компаратора К1 з'являється рівень «логічна 1», якщо виконується умова алгоритму (4.34).

На вхід ВІЗС2 вхідний процес надходить затриманим на час, що дорівнює тривалості періоду зондування. У ВІЗС2 відбувається виявлення імпульсної завади в k -му елементі дозволу ($j-1$)-го періоду, якщо виконується умова алгоритму (4.35)

На вхід ВІЗС3 надходить процес з виходу схеми ЧПК. У ВІЗС3 відбувається виявлення імпульсної завади в k -му елементі дозволу на виході схеми ЧПК, якщо виконується умова алгоритму (4.36).

ВІЗК виявляє наявність імпульсної завади у k -му елементі дозволу за дальністю шляхом порівняння з деяким порогом оцінки коефіцієнта кореляції, обчисленого за двома вибірковими значеннями, відповідним k -му елементу дозволу за дальністю у двох сусідніх періодах повторення. На його виході буде рівень «логічна 1» якщо виконується умова (4.31).

Нехай ІЗ діє у k -му елементі дозволу за дальністю j -го ($j \geq 2$) періоду повторення на тлі стаціонарних, безперервних за дальністю завад. Тоді при безпомилковій роботі ВІЗС1 на виході К1, з'явиться рівень «логічна 1», що надійде до входу елементу «І₂», на другий вхід якого через елемент «НЕ₂» теж надійде при безпомилковій роботі ВІЗС2 рівень «логічна 1». З урахуванням цього на виході елементу «І₂» буде рівень «логічна 1», який надійде на перший вхід елемента АБО₂, на виході якого, незалежно від результату роботи ВІЗК, з'явиться сигнал, що є ознакою наявності імпульсної завади в k -му елементі дозволу по дальності j -го періоду повторення.

Нехай ІЗ діє у k -му елементі дозволу за дальністю ($j-1$)-го періоду повторення на тлі стаціонарних, безперервних за дальністю завад. Тоді при безпомилковій роботі ВІЗС2 на виході К2, з'явиться рівень «логічна 1», що надійде до входу

елементу «I₁», на другий вхід якого через елемент «НЕ₁» теж надійде при безпомилковій роботі ВІЗС1 рівень «логічна 1». З урахуванням цього на виході елементу «I₁» буде рівень «логічна 1», який надійде на третій вхід елемента АБО₁, на виході якого, незалежно від результату роботи ВІЗК, з'явиться сигнал, що є ознакою наявності імпульсної завади в k -му елементі дозволу по дальності $(j-1)$ -го періоду повторення.

Нехай протягом перехідного процесу від потужної корельованої завади до некорельованої, коли імпульсна завада відсутня на виходах компараторів К1 ВІЗС1 та К2 ВІЗС2 будуть рівні «логічна 1», які надходять відповідно на перший та другий (через інвертор) входи елементів «I₁» та «I₂», отже на їх виходах з'являться рівні «логічний 0». На виході ВІЗК при умові його безпомилкової роботи в цьому випадку буде рівень «логічний 0» і, отже, рівень «логічний 0» з'явиться і на виході елемента І₃. Враховуючи, те, що на перший і другий входи елемента АБО надходять рівні «логічний 0» на його виході також з'явиться рівень «логічний 0», що є ознакою відсутності імпульсної завади в k -му елементі дозволу по дальності j -го періоду повторення.

При наявності імпульсної завади в k -му елементі дозволу по дальності j -го періоду повторення в перехідний період від потужної корельованої завади до некорельованої на виході ВІЗК з'явиться рівень «логічна 1» і, отже, він з'явиться на виході елемента «І₃», так як на другий і третій входи цього елемента також будуть надходити рівні «логічна 1» з виходів відповідно ВІЗС1 та ВІЗС2. У цьому випадку рівень «логічна 1» надійде на перший вхід елемента АБО₁, на виході якого з'явиться сигнал, що є ознакою наявності імпульсної завади в k -му елементі дозволу за дальністю j -го періоду повторення.

Процедура виявлення потужної ІЗ, в перехідний період від потужної корельованої завади до некорельованої в k -му елементі дозволу по дальності $(j-1)$ -го періоду повторення аналогічна наведеної вище для j -го періоду.

Зауважимо, що ефективність роботи запропонованого виявляча потужної ІЗ за відсутності обмежень на динамічний діапазон приймального пристрою співпадає з ефективністю роботи прототипу.

При застосуванні обмежень на динамічний діапазон, наприклад, використання системи ШОВ (широка полоса, обмежувач, вузька полоса) рівні імпульсної та корельованої завад на вході приймального пристрою РЛС відрізняються несуттєво і ефективність виявлення ІЗ в блоках ВІЗС1 та ВІЗС2 на тлі некорельованих і дискретних за дальністю корельованих завад неприпустимо знижується.

Для підвищення ефективності виявлення ІЗ за таких умов до складу запропонованого пристрою введено ВІЗС3, алгоритм роботи якого полягає у визначенні знаку різниці між помноженим на константу "с" квадратом модуля відліку процесу з виходу схеми ЧПК і виваженою сумою $m-1$ сигналів з кожного з m елементів лінії затримки. Якщо ця різниця позитивна, то приймається рішення про наявність імпульсної завади в k -му елементі на виході ЧПК. Якщо ж вона негативна, то вважається, що імпульсної завади в цьому елементі немає. Використання компараторів К4 і К5 дозволяє на виходах логічних елементів І₄ та І₅ визначити в якому саме: j -му чи $(j-1)$ -го періоду повторення цього елементу дозволу за дальністю виявлена імпульсна завада. Ця інформація з'являється на «виході 1» або «виході 2» відповідно.

4.3.3 Модель виявляча несинхронної імпульсної завади в середовищі Matlab&Simulink.

Для підтвердження працездатності розробленого виявляча несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад в [27] була розроблена імітаційна модель в пакеті програмного забезпечення Matlab&Simulink, що складається з наступних підсистем (рис. 4.10):

- ГКЗ – генератор комбінованої завади;
- ФКЗ ЧПК – формувач комбінованої завади для j -го і $(j-1)$ -го періодів повторення та ЧПК;
- ВІЗС1 – виявляч імпульсної завади в умовах стаціонарних за дальністю завад в j -му періоді повторення;

- ВІЗС2 – виявляч імпульсної завади в умовах стаціонарних за дальністю завад в $(j-1)$ -му періоді повторення;
- ВІЗС3 – виявляч імпульсної завади в на виході схеми ЧПК;
- ВІЗК1 – виявляч імпульсної завади за результатами оцінки коефіцієнта кореляції в j -му періоді повторення;
- ВІЗК2 – виявляч імпульсної завади за результатами оцінки коефіцієнта кореляції в $(j-1)$ -му періоді повторення;
- БЛС – блок логічних сполучень.

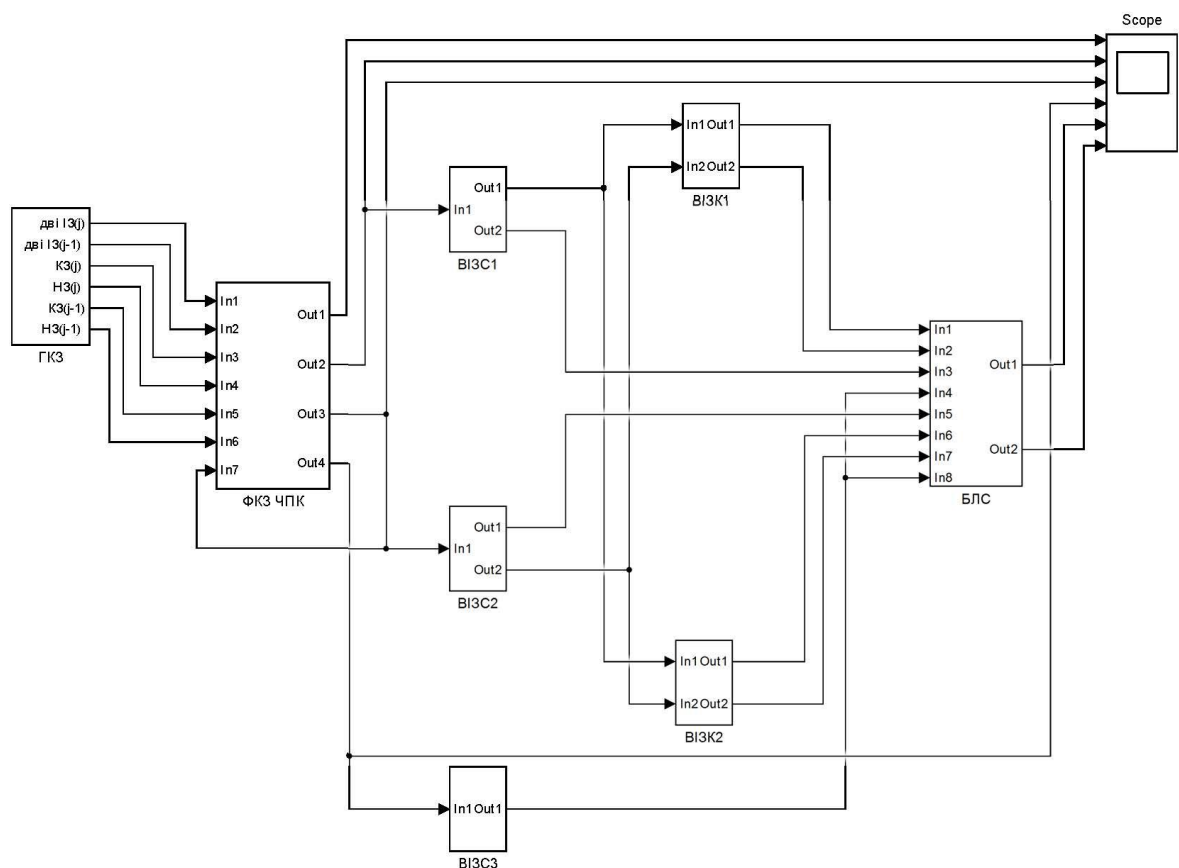


Рисунок 4.10 – Модель ВІЗ в програмі Matlab&Simulink

Підсистема «ГКЗ» (рис.4.11) містить у собі:

- підсистему «Генератор імпульсних завад» яка дозволяє генерувати чотири ІЗ заданої потужності в заданих елементах дозволу за дальністю для обраних j -го і $(j-1)$ -го періодів повторення;

- підсистему «Генератор некорельованих завад» що генерує дві НЗ заданої потужності для j -го і $(j-1)$ -го періодів повторення;
- підсистему «Генератор корельованих завад» яка дозволяє генерувати дві КЗ заданої потужності, з заданим модулем комплексного міжперіодного коефіцієнту кореляції r ;
- схему ДКЗД що дозволяє формувати дискретну за дальністю КЗ в обраних елементах дозволу за дальністю потрібної протяжності;

Підсистема ФКЗ ЧПК (рис. 4.12) – формує з імпульсних, корельованих та некорельованих завад комбіновану заваду для j -го (Out2) і $(j-1)$ -го (Out3) періодів повторення, здійснює однократну через періодну компенсацію корельованої завади (Out4), а також готує сигнали для відображення на Scope (Out1). Підсистема ВІЗС1 (рис. 4.13) являє собою виявник ІЗ на тлі стаціонарної завади в k -му елементі дозволу за дальністю у ковзному вікні розміром $m = 9$ j -го періоду повторення, що працює за алгоритмом (4.35). Підсистеми ВІЗС2 та ВІЗС3 мають вигляд аналогічний ВІЗС1 і працюють відповідно за алгоритмами (4.35) та (4.36).

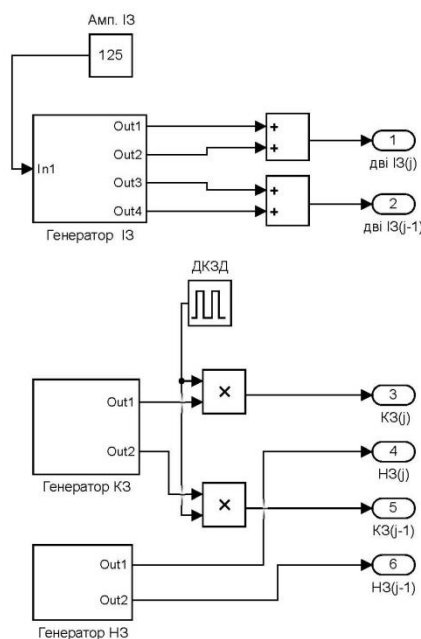


Рисунок 4.11 – Підсистема ГКЗ в програмі Matlab&Simulink

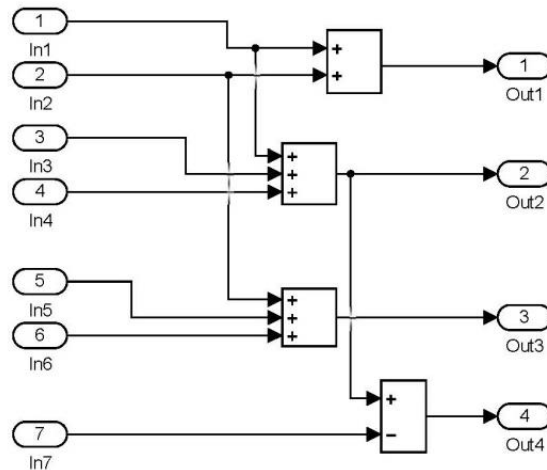


Рисунок 4.12 – Підсистема ФКЗ ЧПК в програмі Matlab&Simulink

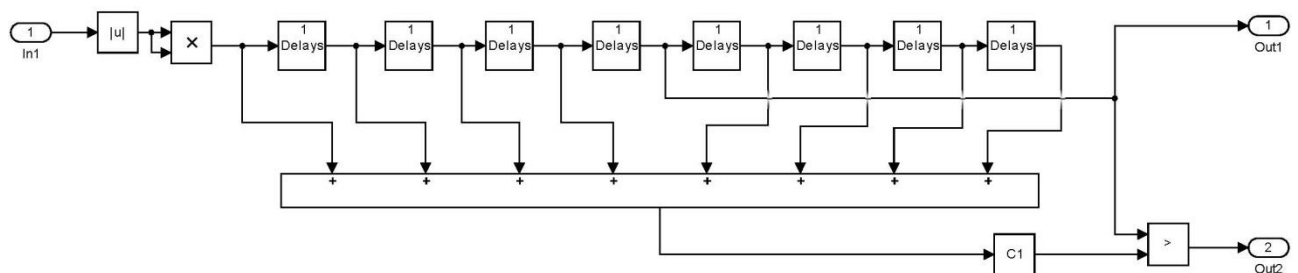


Рисунок 4.13 – Підсистема ВІЗС1 в програмі Matlab&Simulink

Підсистема ВІЗК1 (рис.4.14) виявляє наявність імпульсної завади у елементі дозволу за дальністю що аналізується, шляхом порівняння з порогом оцінки коефіцієнта кореляції, обчисленого за двома вибірковими значеннями, відповідним цьому елементу дозволу за дальністю у j -му та $(j-1)$ -му періодах повторення. На його виході (Out1) буде рівень «логічна 1» якщо виконується умова (4.31), а на виході (Out2) «логічна 1» буде, якщо рівень сигналу, що аналізується, у j -му періоді повторення буде вище ніж у $(j-1)$ -му.

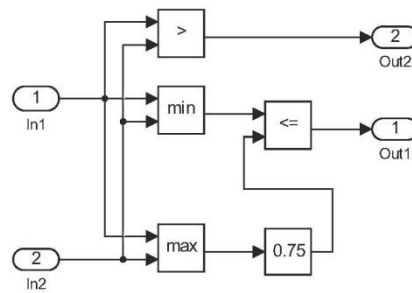


Рисунок 4.14 – Підсистема VI3K1 в програмі Matlab&Simulink

Підсистема VI3K2 має вигляд аналогічний VI3K1, а на її виході (Out2) з'являється рівень «логічна 1» якщо I3 діє у $(j-1)$ -му періоді повторення.

Підсистема БЛС (рис.4.15) являє собою блок логічних сполучень, який функціонує за алгоритмом, робота якого описана вище у складі структурної схеми ВІЗ, що наведена на рис.4.9. На його виході (Out1) буде рівень «логічна 1» якщо I3 виявлена в елементі дозволу за дальністю, що аналізується, у j -му періоді повторення, а на виході (Out2), якщо вона виявлена у $(j-1)$ - му періоді повторення.

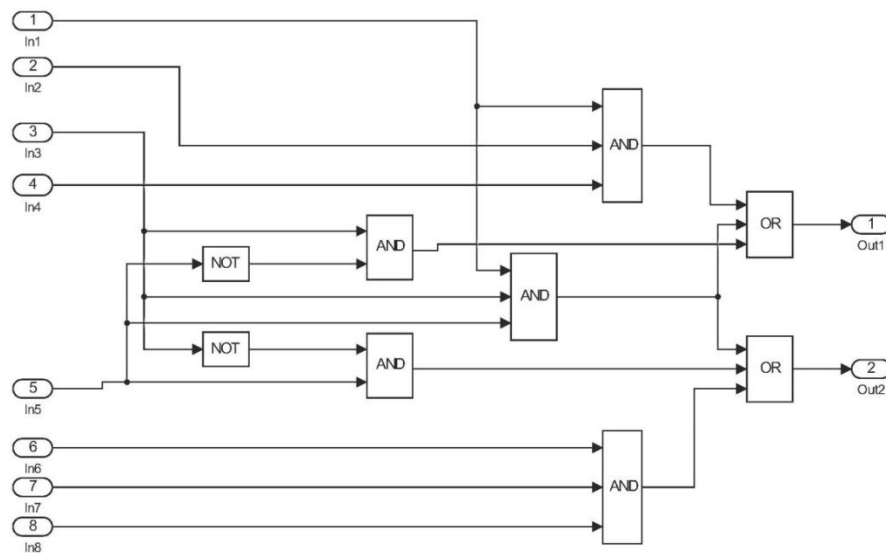


Рисунок 4.15 – Підсистема БЛС в програмі Matlab&Simulink

4.3.4 Результати моделювання розробленого виявляча імпульсних завад.

З метою перевірки ефективності роботи запропонованого виявляча імпульсних завад було проведено моделювання його роботи в середовищі

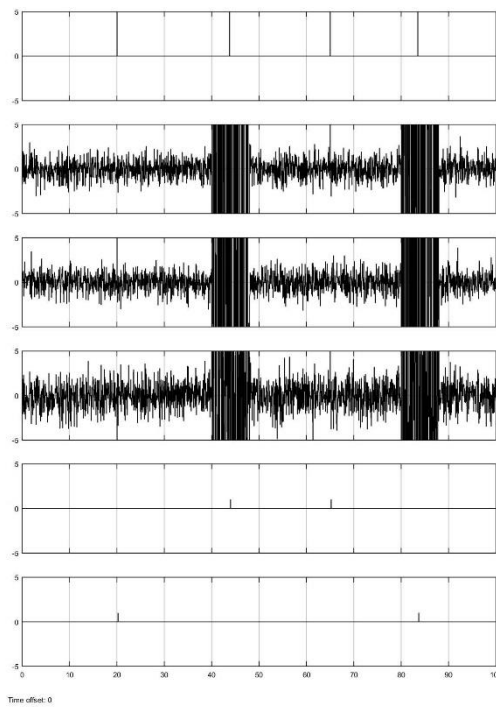
Matlab&Simulink. Розглядалося 2000 елементів роздільної здатності за дальністю у двох сусідніх періодах повторення. У кожному елементі роздільної здатності діяла некорельована завада з гаусовою щільністю розподілу ймовірностей, а в елементах з 800 по 960 і з 1600 по 1760 – ще й корельована завада також з гаусовою щільністю розподілу, відношенням потужності до некорельованої завади 40дБ та модулем комплексного міжперіодного коефіцієнту кореляції $r = 0.99$. Елементи роздільної здатності з номерами 875, 1300 першого періоду повторення та елементи 400, 1670 другого періоду уражались імпульсною завадою з відношенням її потужності до потужності некорельованої завади в діапазоні 42...60дБ. Розмір «ковзного вікна» дорівнював $m = 9$.

Отримані результати показують, що при відношенні потужностей імпульсної і некорельованої завад $\lambda = \frac{\sigma_i^2}{\sigma_n^2} > 50\text{дБ}$ пристрої мають практично однакову ефективність виявлення імпульсних завад. Однак, зі зменшенням λ що може стати, наприклад, наслідком застосування обмежень на динамічний діапазон приймального тракту РТС при однаковій відносній частоті помилкового виявлення імпульсної завади, відносна частота правильного виявлення в розробленому пристрої виявляється значно вище, ніж у відомому пристрої.

На рис. 4.16 наведені сигнали з осцилографа Score (див. рис. 4.10), що згенеровані у контрольних точках моделі ВІЗ при $\lambda = 42\text{дБ}$. Дослідження показали що відносна частота правильного виявлення для розробленого ВІЗ дорівнювала 0,98, тоді як для пристрою, що реалізує алгоритм на рис.1, вона становила 0,68

Робота виявника у разі, коли один і той же елемент дозволу по дальності уражається хаотичною імпульсною завадою відразу в двох сусідніх періодах повторення, не розглядався зважаючи на апріорне припущення про незначну ймовірність настання такої події.

а)



б)

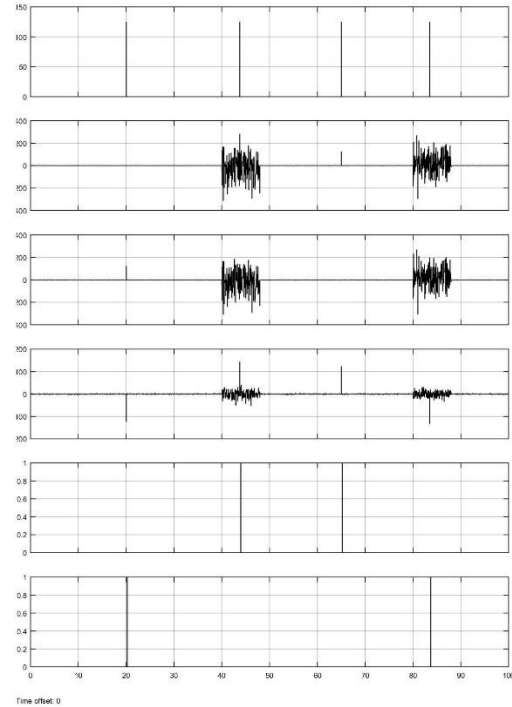


Рисунок 4.16 – Осцилограми зі Score

а) – без оптимізації масштабу осей; б) – після оптимізації масштабу осей

4.4 Розробка структурної схеми пристрою керування режимами ДАС

Розроблена з оглядом отриманих у підрозділах 4.1...4.3 алгоритму розпізнавання класів корельованої завади, алгоритму виявлення ІЗ в умовах адитивної суміші НЗ та КЗ, а також відомого оптимального алгоритму вимірювання доплерівського зсуву фази завади структурна схема пристрою керування режимами ДАС наведена на рис. 4.17,

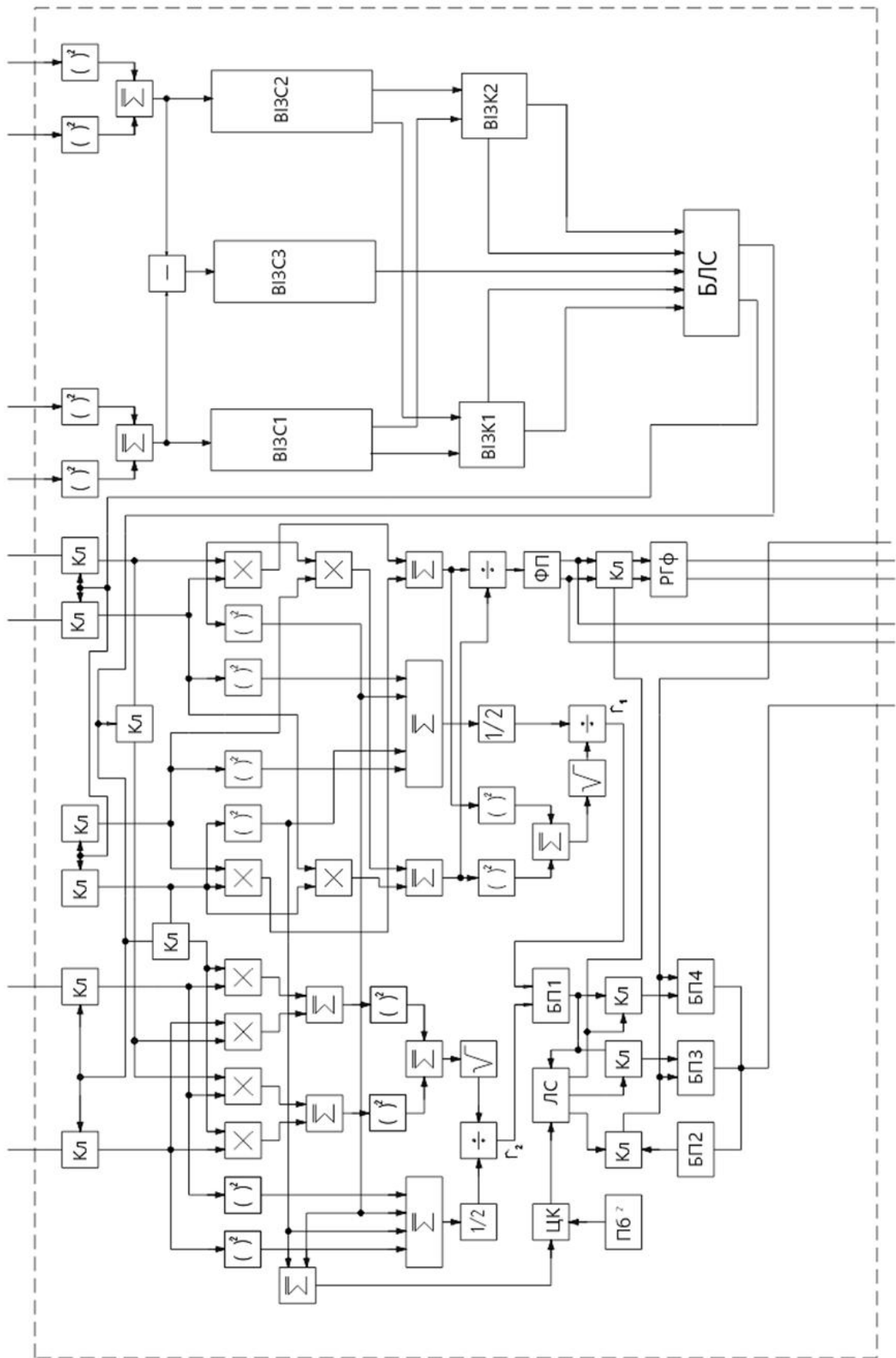


Рисунок 4.17 – Структурна схема пристрою керування режимами ДАС

де $\bar{\Sigma}$ – усереднюючий суматор;

ЛС – логічна схема;

ΦP_{φ} – функціональний перетворювач $e^{-i\varphi_3} = f(Im\hat{r}/Re\hat{r})$;

$\sqrt{}$ – функціональний перетворювач «витяг квадратного кореня»;

$P\sigma^2$ та $РГ_{\varphi}$ – комірки пам'яті для зберігання відповідно значень порога $n\sigma_0^2$ та доплерівської фази унімодальної завади;

$БП_1, \dots, БП_4$ – блоки пам'яті, що виконують роль блоків еталонів та порівнянь розпізнавального пристрою;

$ВІЗС_{1,2,3}$ – виявлячі імпульсної завади в умовах стаціонарних за дальністю завад, відповідно, в j -му, $(j-1)$ -му періодах повторення та виході схеми ЧПК ;

$ВІЗК_1$ – виявлячі імпульсної завади за результатами оцінки коефіцієнта кореляції в j -му та $(j-1)$ -му періодах повторення;

БЛС – блок логічних сполучень.

Розглянемо роботу даного пристрою. Зважена оцінка потужності вхідного процесу, що отримана з урахуванням (4.6) надходить до цифрового компаратору ЦК та порівнюється з пороговим значенням $n\sigma_0^2$. За результатом порівняння приймається рішення про наявність на вході пристрою внутрішнього шуму або завади. Виміряні згідно (4.8), значення оцінок модуля першого $\hat{r}_1$ та другого $\hat{r}_2$ комплексних міжперіодних коефіцієнтів кореляції дозволяють уточнити завадову обстановку. Значення $\hat{r}_1$ та $\hat{r}_2$ з виходів відповідних дільників надходять до блоку пам'яті $БП_1$, який грає роль першого блоку еталонів та порівнянь класифікатору. Сигнал з виходу $БП_1$ містить інформацію про форму спектру флуктуацій унімодальної корельованої завади або дозволяє визначити факт присутності у вхідному процесі бімодальної завади. ЛС аналізує сигнали з виходів ЦК і $БП_1$ та приймає рішення про наявність на вході пристрою тільки внутрішнього шуму або адитивної суміші некорельованої і унімодальної корельованої завад чи суміші некорельованої і бімодальної корельованої завад. Сигнал з виходу ЛС замикаючи чи відмикаючи відповідні ключі, керує роботою блоків пам'яті $БП_2, БП_3, БП_4$, які виконують функції блоків еталонів та порівнянь другого рівня.

З урахуванням інформації про номер ураженого імпульсною завадою елементу дозволу, що надходить з блоку логічних сполучень, на виході БП₂ (або БП₃, БП₄) формується адреса для блоку пам'яті, за яким містяться значення вектору вагових коефіцієнтів, відповідних до даної завадової обстановки. Інформація що до номеру ураженого ІІ елементу вектору вхідного процесу формується на виході блоку логічних сполучень. До того ж сигнали з БЛС керують відповідними ключами таким чином, щоби перешкоджати проходження пар значень елементів вибірки, один з яких уражений ІЗ до схем вимірювання оцінок $\hat{r}_1$, $\hat{r}_2$ та $\hat{\gamma}$ ($\hat{\gamma} = e^{-i\hat{\varphi}_3}$). Формування $\hat{\gamma}$ замість $\hat{\varphi}_3$ виявляється більш доцільним з точки зору подальшого використання її у ДАС. При цьому закривання ключа, що перед РГ _{φ} , у випадку появи бімодальної завади дозволяє запам'ятати у ньому останнє значення $\hat{\gamma}$, яке відповідає $\hat{\varphi}_3$ унімодальної корельованої завади.

Переходячи до проблеми дослідження ефективності пристрою керування режимами ДАС треба зауважити, що так як межі класів завад обиралися у третьому розділі з використанням цільової функції що відображає якість виявлення корисного сигналу у дискретно-адаптивній системі, то оцінювати його ефективність доцільно у складі ДАС по критеріям що характеризують якість системи обробки. Даному питанню присвячено наступний розділ.

Висновки до розділу 4

У розділі 4 було проведене синтезування алгоритмів розпізнавання класів завад за обраними інформативними ознаками. Показано, що в якості таких ознак доцільно використовувати потужність завади та міжперіодні коефіцієнти кореляції. Таким чином були синтезовані алгоритми класифікації завад за потужністю і модулем першого міжперіодного коефіцієнту кореляції. Було детально досліджено випадок розпізнавання двох класів завад. Також було проведено дослідження ефективності алгоритмів методом статистичного моделювання, що показало повну відповідність експериментальних та теоретичних результатів.

Для ідентифікації елементу дозволу за дальністю ураженого несинхронною

імпульсною завадою розроблено алгоритм виявлення цієї завади що може ефективно функціонувати в умовах адитивної суміші некорельованої та потужної дискретної за відстанню корельованої завади при наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту РТС. Розроблена структурна схема виявника ІЗ, до складу якого введено блок визначення ІЗ на виході однократної системи ЧПК. Для підтвердження працездатності розробленого виявляча несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад була розроблена імітаційна модель в пакеті програмного забезпечення Matlab&Simulink.

Проведене дослідження дозволило підтвердити працездатність розробленого алгоритму при обмеженнях на динамічний діапазон та встановити параметри адитивної суміші імпульсної, некорельованої та корельованої завад, за яких ефективність запропонованого виявляча перевищує ефективність порівнюваних.

На основі розроблених алгоритму розпізнавання класів корельованих завад, алгоритму виявлення ІЗ в умовах адитивної суміші НЗ та КЗ, а також відомого оптимального алгоритму вимірювання доплерівської фази завади, запропонована структурна схема пристрою, що дозволяє вирішити задачу керування режимами ДАС.

5 ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ДИСКРЕТНО-АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ОБРОБКИ В УМОВАХ КОМПЛЕКСУ ЗАВАД У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ

Як вказувалось у розділі 1, сучасний етап розвитку статистичної теорії синтезу радіосистем поряд з відмовою від використання апріорної інформації, що необхідна для класичної теорії, характеризується врахуванням ресурсів, доступних при проектуванні системи. Це відповідає вимогам, які пред'являються у теперішній час до економічної ефективності наукових розробок.

У даному розділі, на основі результатів, що отримані при вирішенні задач структурного і параметричного синтезу ДАС, розглядаються питання порівняльного дослідження різних варіантів побудови системи виявлення N -імпульсного сигналу в умовах завад та вибору найкращого з них за критерієм «ефективність-витрати» в умовах параметричної апріорної невизначеності.

Оскільки аналіз завадостійкості дискретно-адаптивних систем у режимі адаптації аналітичним шляхом стикається з суттєвими математичними складностями, вирішення задачі оптимізації ДАС з урахуванням витрат на реалізацію буде проводитися за допомогою статистичного моделювання.

5.1 Розробка методики векторної оптимізації дискретно-адаптивних систем виявлення сигналів за критерієм «ефективність-витрати» в умовах параметричної апріорної невизначеності

При оптимізації дискретно-адаптивних систем виявлення сигналів, що функціонують в умовах апріорної невизначеності, з урахуванням витрат на реалізацію, методів теорії статистичних рішень виявляється недостатньо і виявляється потреба у використанні методів векторної оптимізації. У зв'язку з цим, в роботі запропоновано методика вирішення задачі векторної оптимізації ДАС за критерієм «ефективність-витрати», яка містить наступні етапи:

- попередній: порівняльний аналіз ефективності заданих систем обробки у

адаптивному режимі;

– основний: вибір векторного показника якості систем обробки сигналів з урахуванням витрат на реалізацію; визначення умов роботи, параметрів системи обробки та обмежень на показник ефективності (або неефективності) системи; аналіз заданої множини систем обробки сигналів з урахуванням витрат на реалізацію за безумовним критерієм переваги Парето [49]–[50].

Метою попереднього етапу є встановлення принципової можливості використання систем з дискретною адаптацією для вирішення задач виявлення сигналів в умовах параметричної апіорної невизначеності. У відповідності до прийнятого в роботі метода проектування радіосистем (розділ 1) для проектування дискретно-адаптивної системи обробки сигналів на тлі комплексу завад застосуємо наступне правило:

- а) вибір варіанту структурної схеми ДАС з урахуванням характеристик завад, що входять до комплексу, а також критерія оптимальності системи обробки (розділ 2);
- б) оптимізація параметрів ДАС виходячи з заданих розмірності пакету імпульсів і рівня припустимих максимальних витрат у ефективності (розділ 3);
- в) вибір структурної схеми пристрою керування режимами ДАС (з урахуванням досліджень розділу 4).

Для коректного порівняння систем що розглядаються показник ефективності повинен бути, у певному сенсі, універсальним.

Оскільки аналіз завадостійкості дискретно-адаптивних систем в умовах апіорної невизначеності зустрічає серйозні математичні труднощі, порівняльне дослідження систем обробки проведемо методом статистичного моделювання. В якості показника ефективності систем обробки у динамічному режимі оберемо запропоновану у другому розділі роботи оцінку показника поліпшення P_F , який є часткою відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до відношення сигнал/завада на її вході, усередненим за всіма можливими радіальними швидкостями цілі. За результатами аналізу на першому етапі цієї методики визначаються умови доцільності використання дискретно-адаптивної системи для

вирішення задачі виявлення сигналу на тлі завад в умовах параметричної апріорної невизначеності.

На другому етапі процедури оптимізації ДАС для характеристики систем виявлення з урахуванням витрат на реалізацію введемо наступний вектор показників якості

$$K' = (K_E, K_B), \quad (5.1)$$

де K_E – показник ефективності системи;

K_B – показник витрат на реалізацію.

Система обробки, що характеризується вектором (5.1), повинна задовольняти деякої сукупності початкових даних $\{Y, O\}$, що є сукупністю умов роботи Y , до яких відносяться характеристики сигналу та завад і обмежень O на структуру та параметри системи [101].

Загальна задача векторної оптимізації ДАС полягає в тому, щоб найти систему, яка задовольняє сукупності початкових даних та має при цьому найкраще значення вектору K' в сенсі заздалегідь обраного критерія уподобання.

Систему S'' , будемо вважати безумовно краще системи S' , якщо

$$K'(S'') < K'(S')$$

тобто $K_E(S'') \leq K_E(S') ; K_B(S'') \leq K_B(S'),$

причому хоча б в одному випадку нерівність суворе. Рахується [102], що таке порівняння систем виконане на підставі безумовного критерія уподобання Парето.

При векторній оптимізації за сукупністю двох показників якості (K_E, K_B) , замість показника «ефективності» зручніше [103] використовувати показник «неефективність» системи. З огляду на це, при параметричній апріорній невизначеності відносно умов роботи, можна ввести наступний векторний

показник якості

$$K' = (K_H, K_B). \quad (5.2)$$

Задача оптимізації ДАС за критерієм «неефективність-витрати» зазвичай ставиться в одній із двох постановок, а саме: знайти систему, яка забезпечує мінімум показника неефективності при значенні показника витрат що не перевищує заданого рівня (пряма задача), або забезпечує мінімум показника витрат при значенні показника неефективності не більш заданого рівня (зворотна задача) [103]. За однакових початкових умов рішення цих задач приводять до однієї і тієї ж системи. Для випадку оптимізації ДАС з урахуванням результатів параметричного синтезу, які були отримані у третьому розділі роботи, раціональніше шукати рішення зворотної задачі.

Показник неефективності K_H систем виявлення сигналів що дозволяє урахувати апріорну невизначеність відносно параметрів сигналів і завад, можна надати у вигляді

$$K_H = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \Delta \hat{C}_{Hj} \quad (5.3)$$

де $\Delta \hat{C}_{Hj} = \hat{P}_{FAj} / P_{FPj}$ – оцінка втрат у показнику поліпшення для j -ї завадової обстановки;

$\hat{P}_{FAj}$ – оцінка показника поліпшення системи, що аналізується;

P_{FPj} – потенційне значення показника поліпшення для заданих характеристиках завад;

m – число завадових ситуацій, що генеруються на вході системи за випадковим рівномірним законом або деяким детермінованим законом.

Задля конкретизації показника витрат K_B , що входить до (5.2), представимо у вигляді зваженої суми часткових показників

$$K_B = C_1 K_{\text{дод}} + C_2 K_{\text{мн}} + C_3 K_{\text{діл}} + C_4 K_{\text{зчп}} + C_5 K_{\text{пам}}; \quad (5.4)$$

за обмеженням $t_{\Sigma} \leq t_{\text{пот}}$,

де t_{Σ} – час, який витрачає система, що аналізується, на виконання поставленого завдання;

$t_{\text{пот}}$ – потрібна швидкодія системи обробки сигналу;

$K_{\text{дод}}, K_{\text{мн}}, K_{\text{діл}}, K_{\text{зчп}}$ – оцінки кількості операцій додавання, множення, ділення, зчитування з пам'яті, які виконуються у системі обробки, що досліджується;

$K_{\text{пам}}$ – оцінка об'єму статичної оперативної пам'яті, яка потрібна для реалізації блоку пам'яті класифікатора заводової обстановки і блоку пам'яті для зберігання векторів вагових коефіцієнтів матриць обробки ДАС;

$C_i, i = \overline{1,5}$ – вагові коефіцієнти, які обираються виходячи з вимог щодо типу та характеристик обчислювальних пристроїв, що використовуються для реалізації вказаних арифметичних операцій.

Якщо припустити, що для практичної реалізації ДАС задіюються сучасні цифрові процесори обробки сигналів або/та програмовані логічні інтегральні схеми, то ці коефіцієнти можна визначити через число машинних циклів/тактів цих обчислювальних пристроїв, що наведено у табл. 5.1

Таблиця 5.1 – Обрані вагові коефіцієнти для показника витрат K_B

Операція	DSP (цифрові сигнальні процесори)	FPGA (з використанням DSP-слайсів)	Обране значення вагового коефіцієнту
1	2	3	4
Додавання	Зазвичай 1 цикл – виконується апаратно в ALU.	1 цикл у логіці або DSP-блоці (наприклад, Xilinx DSP48).	$C_1 = 1$
Множення	Сучасні DSP мають апаратні множники, що працюють за 1 цикл (часто конвеєризовані).	1 цикл у DSP-слайсі, при конвеєризації можна отримати результат кожного такту.	$C_2 = 1$

Продовження таблиці 5.1

1	2	3	4
Ділення	Немає спеціального блоку; реалізується ітераційними методами (Ньютона–Рафсона, Goldschmidt). Займає 10–40 циклів залежно від точності.	У FPGA немає апаратного дільника; ділення реалізують через алгоритми або LUT-апроксимацію. Затримка може бути від 10 до сотень циклів , залежно від розрядності та архітектури.	$C_3 = 10 \text{ (min)}$
Зчитування з пам'яті	Пам'ять даних (внутрішня) (SRAM/кеш) - 1 цикл Пам'ять даних (зовнішня) (SRAM/без кеш) - 3...10 циклів	Пам'ять даних (внутрішня) (BRAM/LUT) - 1 цикл Пам'ять даних (зовнішня) (SRAM) - 3...10 циклів	$C_4 = 3$

Проведений вище вибір векторного показника якості K' дозволяє перейти до оптимізації систем за заданими умовами роботи, параметрах системи та обмеженнях на показник ефективності(неефективності) системи. Замість класичної задачі мінімізації витрат на реалізацію при відповідному обмеженні на неефективність вирішим більш просту задачу зниження затрат при переході до шуканої множини допустимих систем. Для цього використаємо метод поступок з урахуванням результатів синтезу параметрів ДАС, отриманих у третьому розділі роботи для різних рівнів припустимих максимальних витрат у ефективності.

Застосування цього методу приводить до деякої множини систем, серед яких можуть бути кращі або гірші. Проте характерно, що при умовах необтяжливих з точки зору практики, у цій множині обов'язково є, принаймні, одна негірша. Більше того, будь-яка негірша система (яка може бути отримана яким-небудь другим методом) може бути отримана і методом поступок, якщо відповідним чином підібрати величину «поступки». Тому раціонально не обмежуватися однією величиною «поступки», а задавати якусь їхню сукупність. При використанні методу статистичного моделювання варіантів побудови систем обробки різні поступки можна задавати у «динамічному режимі». У такому випадку статистичне моделювання стає невід'ємною частиною рішення векторного синтезу ДАС. Для цієї мети було розроблено спеціальні програми, який дозволяють моделювати різні

варіанти систем обробки сигналів в умовах комплексу завад.

На останньому етапі, шляхом порівняння розроблених припустимих систем за векторним показником якості, виділимо множину негірших систем і для знаходження серед цієї множини кращого пристрою використаємо показник витрат типу

$$K_P = h_1 K_H + h_2 K_B, \quad (5.5)$$

де $h_1 + h_2 = 1$, причому ці вагові коефіцієнти можуть бути знайдені з урахуванням важливості якості виявлення і витрат на реалізацію (тут можливо використати метод експертних оцінок). Краща система відповідає мінімальному значенню $K_{P\min}$.

На закінчення відмітимо, що отримана таким чином система є рішенням задачі векторного синтезу в умовах апріорної невизначеності. Вона знаходиться серед деякої множини припустимих систем. Її отримання характеризується відомим ступенем свавілля, що взагалі притаманне задачам векторного синтезу. Свавілья міститься у виборі умовного критерія переваги і способу подолання апріорної невизначеності. Проте ця система у вказаному сенсі має найкраще значення векторного показника якості і тому є рішенням поставленої задачі.

5.2 Попередній аналіз ефективності розроблених дискретно-адаптивних систем виявлення сигналів у динамічному режимі в умовах комплексу завад

З метою встановлення можливостей використання розробленої дискретно-адаптивної системи для рішення задачі виявлення сигналів в умовах адитивної суміші некорельованої, корельованої та імпульсних завад у динамічному режимі проведемо порівняльний аналіз ефективності ДАС з розробленим у розділі оптимальним алгоритмом.

Дослідження виконаємо методом статистичного моделювання. В якості критерія ефективності для порівнювання систем, згідно попереднього пункту,

оберемо оцінку показника поліпшення адаптивної $\hat{P}_{FCA}$ та оцінку показника поліпшення дискретно-адаптивної $\hat{P}_{FCDA}$ системи що аналізується у порівнянні з потенціальною можливою ефективністю (P_{FC}) алгоритму, тобто, у припущенні що обсяг навчальної вибірки $n \rightarrow \infty$. Для синтезованого у розділі 2 адаптивного алгоритму (2.15) та з урахуванням отриманих у розділі 3 виразів для показника поліпшення P_F , який є часткою відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до відношення сигнал/завада на її вході, усередненим за всіма можливими радіальними швидкостями цілі, такі оцінки мають наступний вигляд:

– для системи з безперервною адаптацією

$$\hat{P}_{FBA} = \frac{\hat{V}^* B_3 \hat{V}}{\hat{V}^* \hat{V}}, \quad (5.6)$$

де $\hat{V}^* = [\hat{V}_N^{(1)}, \hat{V}_N^{(2)}, \dots, \hat{V}_N^{(i)}, \dots, \hat{V}_N^{(N)}]$; $\hat{V}_N^{(i)} = \hat{B}_3^{-1} e_i$;

$\hat{B}_3^{-1}$ – оцінка максимальної правдоподібності оберненої коваріаційної матриці завади;

– для дискретно-адаптивної системи

$$\hat{P}_{FDA} = \frac{\hat{V}_{DA}^* B_3 \hat{V}_{DA}}{\hat{V}_{DA}^* \hat{V}_{DA}}, \quad (5.7)$$

де $\hat{V}_{DA}^* = [V_{NDA}^{(1)}, V_{NDA}^{(2)}, \dots, V_{NDA}^{(i)}, \dots, V_{NDA}^{(N)}]$;

$V_{NDA}^{(i)}$ – вектори вагових коефіцієнтів дискретно-адаптивної системи, що обираються класифікатором заводової обстановки за результатами аналізу параметрів вхідного процесу.

Статистичне моделювання проведемо за наступними параметрами сигналу та завод: сигнал – N - імпульсний когерентний пакет $N=3, 5, 7, \dots$. Корельована та

некорельована завади – нормальні випадкові процеси. Форма спектру – унімодальна. Вважалося, що корельована завада має гаусову ($\beta = 2$) або експоненціальну ($\beta = 1$) форму спектру флуктуацій, модуль першого міжперіодного коефіцієнту кореляції R приймає значення з діапазону $[0,9 \dots 0,99]$. Відношення некорельована завада/ корельована завада $\alpha = -40$ дБ. Об'єм навчальної вибірки $n = 5 \dots 30$.

На рис. 5.1 а, б, в, г наведено дані проведення порівняльного аналізу ефективності алгоритмів дискретно-адаптивної системи (*штрих-пунктирна лінія*) і системи з безперервною адаптацією (*пунктирна лінія*) за критерієм “показника поліпшення” залежно від модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції R за різних значень параметрів адитивної суміші некорельованої та корельованої завад.

На усіх рисунках суцільна лінія відповідає теоретичному значенню показника поліпшення P_F . Параметри дискретно-адаптивної системи обиралися згідно результатів параметричного синтезу що проведено у розділі 3. Для $N=3$ досліджувалася ДАС з кількістю режимів завадозахисту $M=6$ при обмеженні на рівень втрат в ефективності $C_0 = 1$ дБ, а для $N=5$ ДАС з кількістю режимів завадозахисту $M=10$ при обмеженні на рівень втрат в ефективності також $C_0 = 1$ дБ. Об'єм навчальної вибірки задавався рівним $n = 10$.

З графіків видно, що за застосованим показником поліпшення P_F потенціальна ефективність обох алгоритмів істотно залежить від швидкості спаду та нормованої ширини спектра завади ΔFT — тобто від модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції $R = f(\Delta F/F)$, де ΔF — ширина спектра завади; F — частота повторення РЛС.

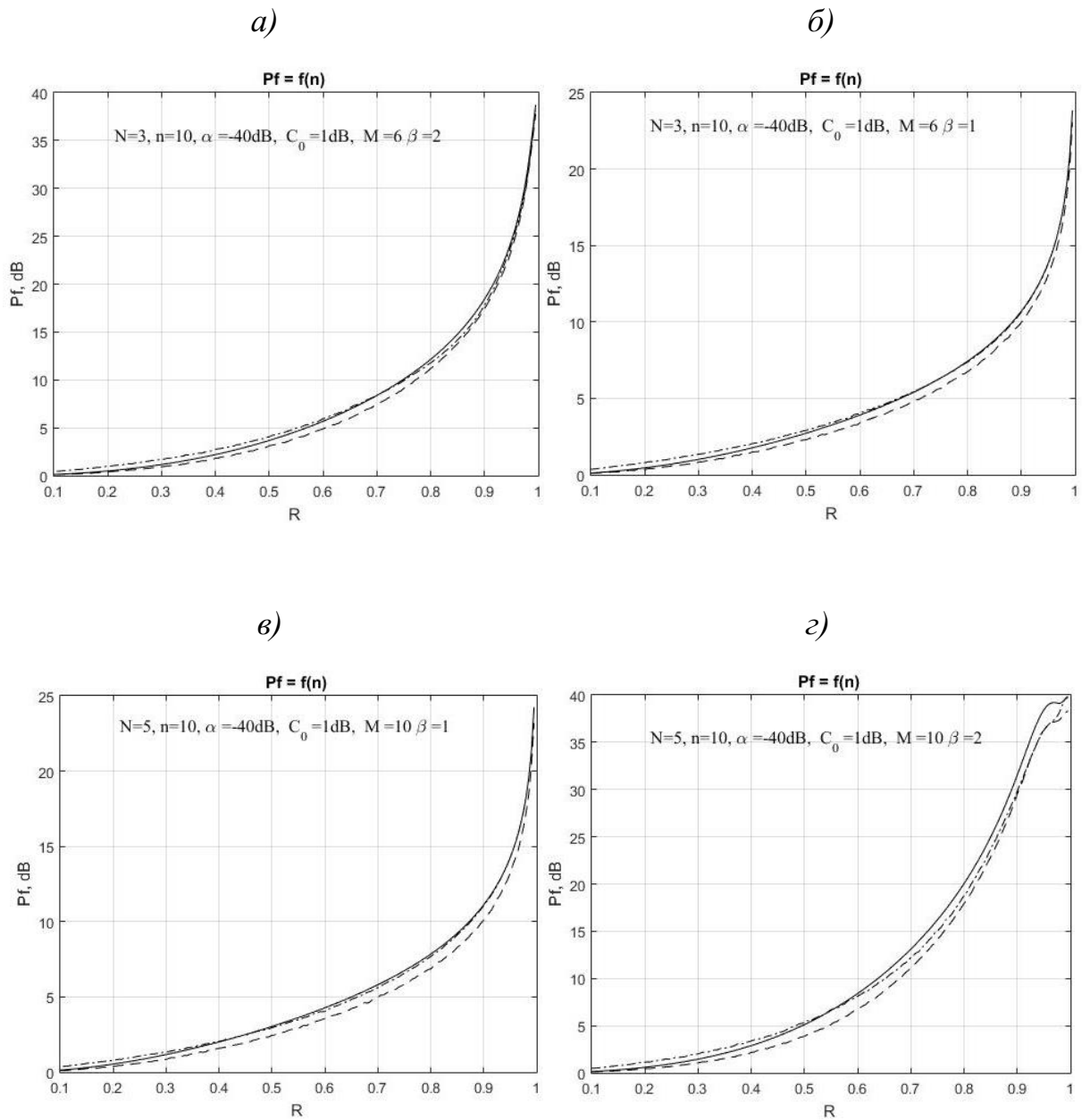


Рисунок 5.1 – Показники поліпшення ДАС та СНА для
 а - $N=3, \beta=2$; б - $N=3, \beta=1$; в - $N=5, \beta=1$; г - $N=5, \beta=2$;

Бачимо, що пасивна завада ефективніше придушується у разі гаусової апроксимації ($\beta = 2$), яка характеризується швидким спадом спектра. Втрати в ефективності дискретно-адаптивної системи порівняльно з системою з безперервною адаптацією починають позначатися лише при ширинах спектру завади що відповідають значенням модуля першого коефіцієнту міжперіодної кореляції $R > 0,9$.

Становить інтерес проведення порівняльного дослідження ефективності

ДАС і СНА для випадків коли істинні параметри адитивної суміші завад знаходяться в різних локаціях області параметрів кластера завад і не збігаються (за виключенням, зрозуміло, одного випадку) з параметрами центру цього класу завад.

Дослідження було проведене за наступними параметрами сигналу та завад: сигнал – когерентний пакет $N=5$. Корельована та некорельована завади – нормальні випадкові процеси. Форма спектру – унімодальна. Вважалося, що корельована завада має гаусову ($\beta = 2$) форму спектру флуктуацій, Відношення некорельована завада/корельована завада $\alpha = -40$ дБ. Об'єм навчальної вибірки n варіювався від 5 до 50 з кроком 5. Параметри дискретно-адаптивної системи обиралися згідно результатів параметричного синтезу що проведено у розділі 3. Кількість режимів завадозахисту $M=10$ при обмеженні на рівень максимальних втрат в ефективності $C_0 = 1$ дБ.

Результати статистичного моделювання наведене на рис. 5.2 а, б, в, г, де показник поліпшення P_F дискретно-адаптивної системи - *штрих-пунктирна лінія*, а системи з безперервною адаптацією - *пунктирна лінія*, суцільна лінія відповідає теоретичному значенню показника поліпшення P_F .

Істинні значення модуля першого міжперіодного коефіцієнту кореляції завади приймало значення $R=0,983$ (рис. 5.2 а), $R=0,985$ (рис. 5.2 б), $R=0,987$ (рис. 5.2 в), $R=0,99$ (рис. 5.2 г).

З рисунків видно, що для розглянутих завадових ситуацій швидкість збіжності за обраним критерієм ефективності у системи з дискретною адаптацією виявляється вище, ніж системи з безперервною адаптацією, яка реалізує відому послідовність операцій, а саме оцінку коваріаційної матриці, її обернення, знаходження вектору вагових коефіцієнтів та множення на нього комплексно-сполученого, транспонованого вектору вибірок вхідного процесу.

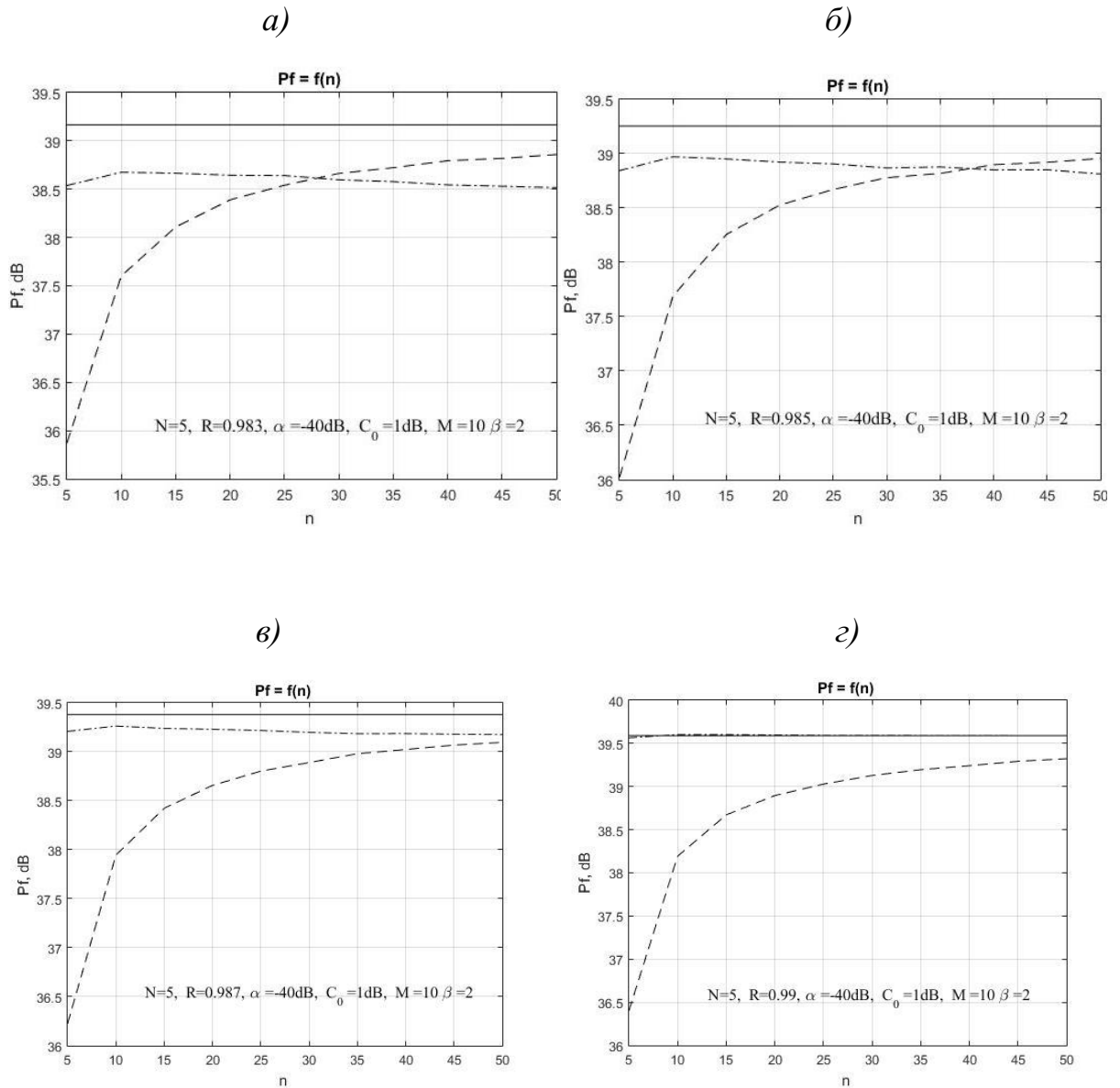


Рисунок 5.2 – Показники поліпшення ДАС та СНА для $N = 5$,

а) - $R = 0.983$; б) - $R = 0.985$; в) - $R = 0.987$; г) - $R = 0.99$;

Граничний випадок (рис. 5.2 г), коли істинне значення модуля коефіцієнта кореляції виявляється рівним відповідному значенню центру класу. Можна відзначити також (рис. 5.2 а, б, в) що зі збільшенням обсягу навчальної вибірки втрати в ефективності дискретно-адаптивної системи прагнуть до розрахункової величини і не перевищують допустимих максимальних значень.

Зазначимо, що висока швидкість збіжності до режиму, що встановився, є наслідком обліку у ДАС апіорної інформації про унімодальність спектру корельованої завади. Зазначена інформація закладається природним чином при програмуванні блоку пам'яті класифікатора завад.

5.3 Порівняльне дослідження ефективності ДАС і СБА по критерію середніх втрат за показником поліпшення

Порівняльне дослідження ефективності ДАС і СБА виконаємо методом статистичного моделювання. В якості критерія ефективності для порівнювання систем, згідно переднім пунктам, оберемо $\Delta\hat{C}_H$ – оцінку втрат у показнику поліпшення адаптивної $\hat{P}_{FCA}$ (або дискретно-адаптивної $\hat{P}_{FCDA}$) системи що аналізується у порівнянні з потенціально можливою ефективністю (P_{FC}) алгоритму, тобто, у припущенні що обсяг навчальної вибірки $n \rightarrow \infty$. З урахуванням отриманих у підрозділі 5.2 виразів для оцінок показників поліпшення:

- оцінка втрат у показнику поліпшення системи з безперервною адаптацією

$$\Delta\hat{C}_{HA} = P_{FC}/\hat{P}_{FCA}, \quad (5.8)$$

- оцінка втрат у показнику поліпшення дискретно-адаптивної системи

$$\Delta\hat{C}_{HDA} = P_{FC}/\hat{P}_{FDA}. \quad (5.9)$$

Або з урахуванням (5.10):

$$\Delta\hat{C}_{HA} = \frac{Tr(B_3^{-2}) \hat{V}^* B_3 \hat{V}}{Tr(B_3^{-1}) \hat{V}^* \hat{V}}, \quad (5.10)$$

де $\hat{V}^* = [\hat{V}_N^{(1)}, \hat{V}_N^{(2)}, \dots, \hat{V}_N^{(i)}, \dots, \hat{V}_N^{(N)}]$; $\hat{V}_N^{(i)} = \hat{B}_3^{-1} e_i$;

$$\Delta\hat{C}_{HDA} = \frac{Tr(B_3^{-2}) \hat{V}_{DA}^* B_3 \hat{V}_{DA}}{Tr(B_3^{-1}) \hat{V}_{DA}^* \hat{V}_{DA}}, \quad (5.11)$$

де $\hat{V}_{ДА}^* = [V_{НДА}^{(1)}, V_{НДА}^{(2)}, \dots, V_{НДА}^{(i)}, \dots, V_{НДА}^{(N)}];$

$V_{НДА}^{(i)}$ – вектори вагових коефіцієнтів дискретно-адаптивної системи, що обираються класифікатором заводової обстановки з блоку пам'яті за результатами аналізу параметрів вхідного процесу.

Дослідження проведемо за наступними параметрами сигналу та завод: сигнал – N -імпульсний когерентний пакет $N=3, 5, 7, \dots$. Корельована та некорельована заводи – нормальні випадкові процеси. Форма спектру – унімодальна. Корельована завада має гаусову ($\beta = 2$) або експоненціальну ($\beta = 1$) форму спектру флуктуацій, Відношення некорельована завада/ корельована завада $\alpha = -30$ дБ ... -40дБ. Об'єм навчальної вибірки $n = 5 \dots 30$ з кроком 5. З урахуванням отриманих у підрозділі 5.2 результатів, для кожного об'єму навчальної вибірки оцінка втрат у показнику поліпшення для кожної з систем що аналізуються буде усереднюватися для всіх можливих значень модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції R з діапазону $[0,9 \dots 0,99]$ з кроком 0,001.

Результати порівняльного аналізу дослідження ефективності ДАС і СБА методом статистичного моделювання наведено на рис. 5.3, 5.4, 5.5.

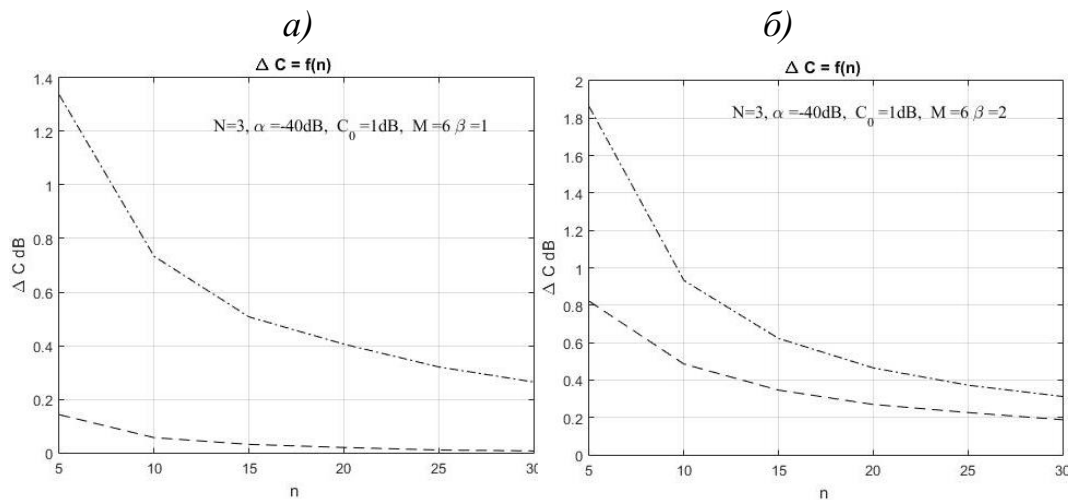


Рисунок 5.3 – Середні втрати у показнику поліпшення ДАС та СНА
для $N = 3$, $\alpha = -40$ дБ; а – $\beta=1$; б – $\beta=2$

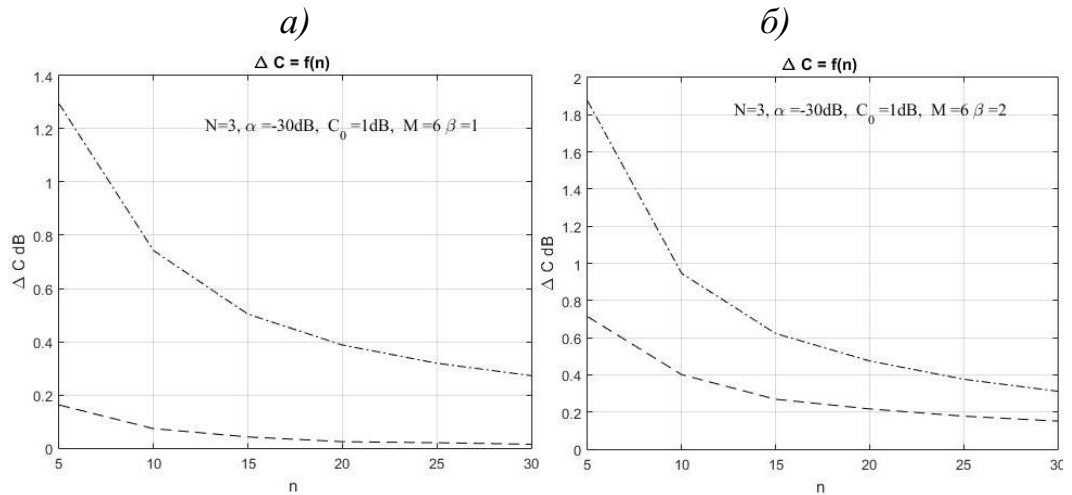


Рисунок 5.4 – Середні втрати у показнику поліпшення ДАС та СНА
для $N = 3$, $\alpha = -30\text{dB}$; а – $\beta=1$; б – $\beta=2$

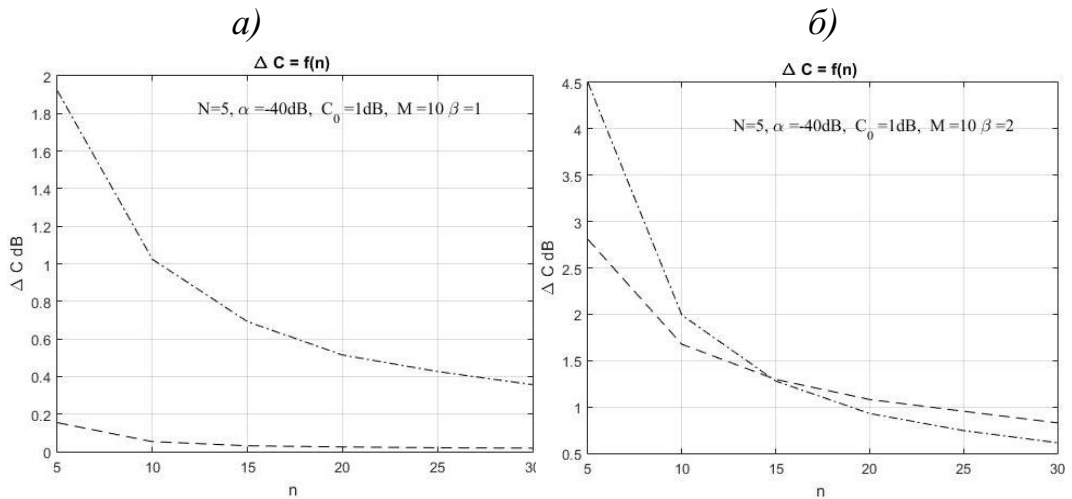


Рисунок 5.5 – Середні втрати у показнику поліпшення ДАС та СНА
для $N = 5$, $\alpha = -40\text{dB}$; а – $\beta=1$; б – $\beta=2$

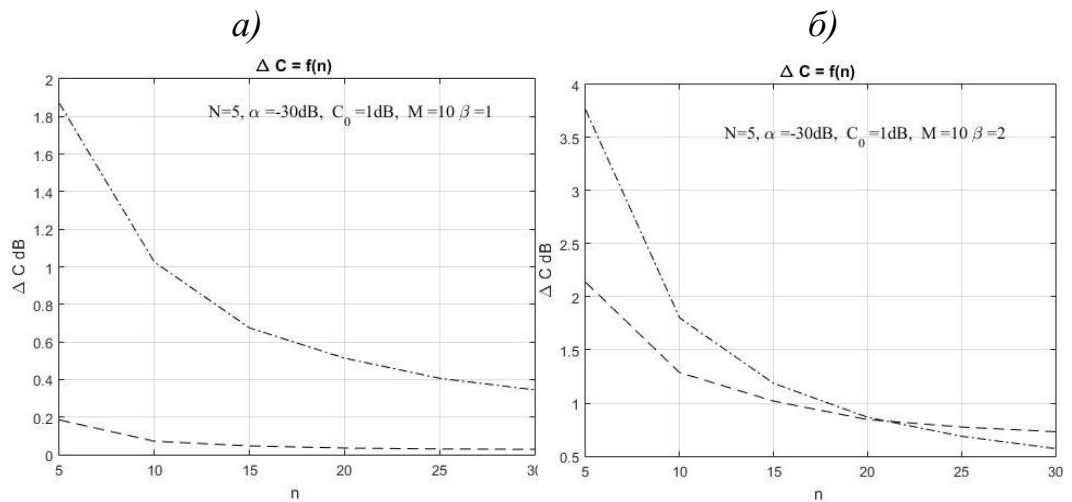


Рисунок 5.6 – Середні втрати у показнику поліпшення ДАС та СНА
для $N = 5$, $\alpha = -30\text{dB}$; а – $\beta=1$; б – $\beta=2$

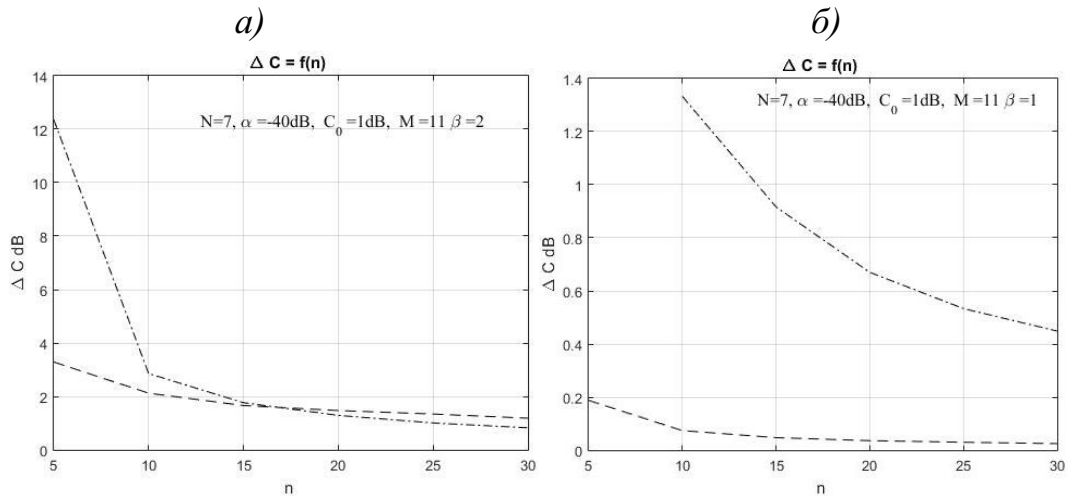


Рисунок 5.7 – Середні втрати у показнику поліпшення ДАС та СНА
для $N=7$, $\alpha=-40\text{dB}$; а – $\beta=1$; б – $\beta=2$

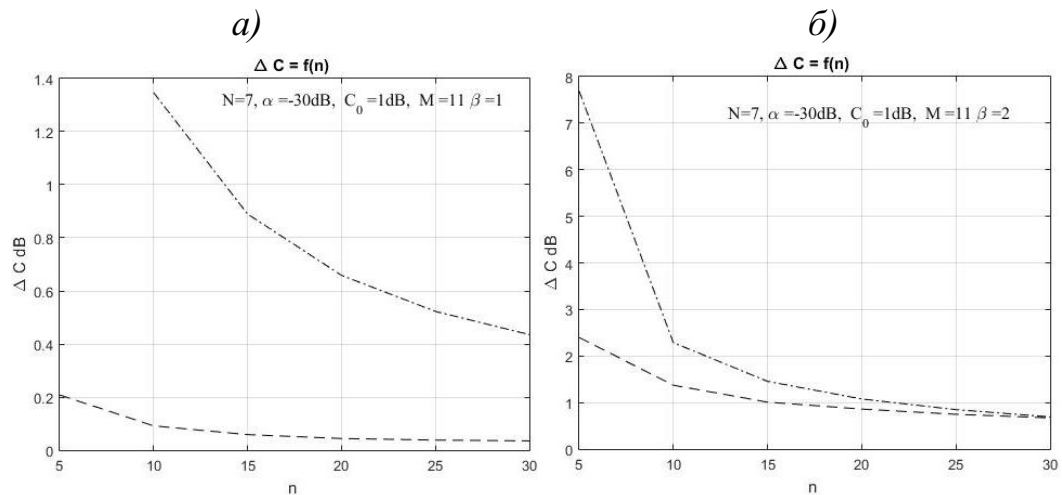


Рисунок 5.8 – Середні втрати у показнику поліпшення ДАС та СНА
для $N=7$, $\alpha=-30\text{dB}$; а – $\beta=1$; б – $\beta=2$

З рис. 5.3...5.8 видно, що для розглянутих завадових ситуацій за різними значеннями N різниця між експериментально отриманими середніми значеннями $\Delta\hat{C}_{HAD}$ та $\Delta\hat{C}_{HA}$ не перевищують 0,5дБ (при заданому рівні максимальних втрат), якщо об'єм навчальної вибірки $n > 4N$. Крім того при $n < 3N$ ефективність ДАС що досліджувалася виявляється декілька вище, ніж СБА. Це є наслідком врахування при синтезі ДАС апіорної інформації про характер спектру флуктуацій діючій на вході системи завади.

5.4 Порівняльне дослідження ефективності ДАС і СБА в умовах унімодальної корельованої, некорельованої та імпульсної завад

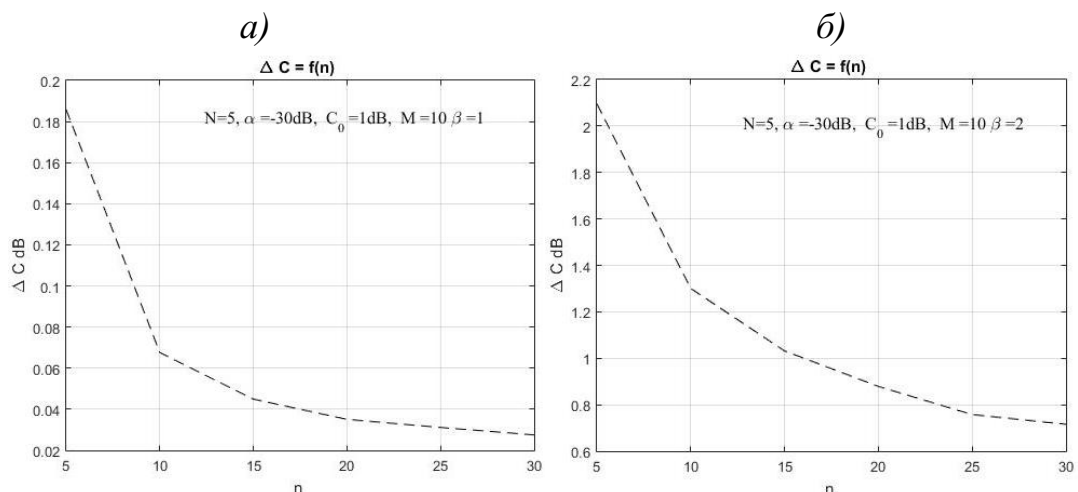
Дослідження проведемо за наступними параметрами сигналу та завад: сигнал – N -імпульсний когерентний пакет $N=5$. Корельована та некорельована завади – нормальні випадкові процеси. Форма спектру – унімодальна. Корельована завада має гаусову ($\beta = 2$) форму спектру флуктуацій, Відношення некорельована завада/ корельована завада $\alpha = -30 \dots -40$ дБ. Об'єм навчальної вибірки $n = 5 \dots 30$ з кроком 5. Оцінка втрат у показнику поліпшення для кожної з систем що аналізуються осереднюється для всіх можливих значень модуля першого міжперіодного коефіцієнта кореляції R з діапазону $[0,9 \dots 0,99]$ з кроком 0,001.

Покладається, що імпульсною завадою вражений четвертий елемент п'яти-імпульсного когерентного сигналу.

Рівень максимально допустимих втрат в ефективності ДАС порівняно з СБА обрано рівним 1дБ. На підставі цього, з урахуванням результатів, отриманих у третьому розділі даної роботи, визначено кількість $M=10$ та параметри опорних вагових векторів.

Для розпізнавання завад на вході системи використовувався пристрій керування, що розроблено у п. 4.4.

Результати дослідження ДАС в умовах ІЗ наведено на рис. 5.9.



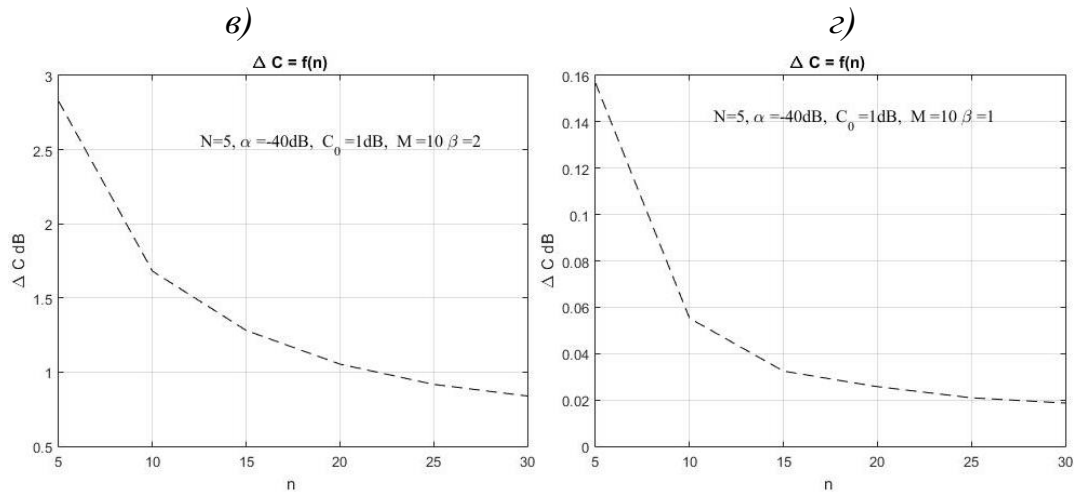


Рисунок 5.9 – Середні втрати у показнику поліпшення ДАС

для $N=5$, $n_{iz} = 4$; $\alpha = -30\text{дБ}, \beta=1$; $\beta = -40\text{дБ}, \beta=2$; $\beta = -40\text{дБ}, \beta=1$; $\beta = -40\text{дБ}, \beta=2$

З графіків видно, що для розглянутих завадових ситуацій швидкість збігання за обраним критерієм ефективності у системи з дискретною адаптацією виявляється високою, як і у випадку відсутності у вхідній суміші імпульсної завади. Основною причиною цього, на наш погляд, таж, що і в попередньому пункті - врахування системою з дискретною адаптацією апріорної інформації про характер спектру корельованої завади.

Наявність у виборці вхідного процесу імпульсної завади (навіть при правильному її виявленні та заміні ураженого елемента середнім з двох сусідніх) проводить до того, що коваріаційна матриця адитивної суміші завад, часто стає близькою до сингулярної. А це в свою чергу приводить до неможливості у системі з безперервною адаптацією обчислення зворотної матриці без застосування спеціальних методів.

5.5 Варіант векторної оптимізації дискретно-адаптивної системи виявлення сигналів в умовах завад

Застосуємо розроблену у підпункті 5.1 методику векторної оптимізації систем обробки сигналів по критерію «ефективність-витрати» дискретно-адаптивної системи виявлення 5-ти імпульсного когерентного сигналу на тлі

адитивної суміші унімодальної корельованої і некорельованої завад. Припускається що щільність розподілу ймовірностей корельованої і некорельованої – нормальна. Форма спектру флуктуацій корельованої завади змінюється від гаусової до резонансної, а напівширина спектру на рівні 0,1 знаходиться в межах від 0,05 до 0,2. Відношення потужностей корельованої і некорельованої завад 40дБ.

Для управління режимами ДАС використаємо розроблений з урахуванням результатів п. 4.2 пристрій керування, структурна схема якого наведена на рис. 4.3.

Оптимізацію системи виявлення сигналів на тлі завад проведемо по критерію (5.2), де показник неефективності системи K_H та показник витрат на реалізацію K_B визначаються у відповідності до (5.3) і (5.4).

Показник неефективності системи K_H можна обчислити за результатами досліджень що наведено на рис. 5.3...5.8.

Обидві системи що порівнюються реалізують алгоритм

$$C^2 = \left\| \left[X^* \hat{V}_N^{(1)}, X^* \hat{V}_N^{(2)}, \dots, X^* \hat{V}_N^{(i)}, \dots, X^* \hat{V}_N^{(N)} \right] \right\|^2, \quad (5.12)$$

в якому для системи з безперервною адаптацією вектор вагових коефіцієнтів має вигляд

$$\hat{V}^* = \left[\hat{V}_N^{(1)}, \hat{V}_N^{(2)}, \dots, \hat{V}_N^{(i)}, \dots, \hat{V}_N^{(N)} \right];$$

де $\hat{V}_N^{(i)} = \hat{B}_3^{-1} e_i$;

а для дискретно-адаптивної системи

$$\hat{V}_{ДА}^* = \left[V_{NДА}^{(1)}, V_{NДА}^{(2)}, \dots, V_{NДА}^{(i)}, \dots, V_{NДА}^{(N)} \right],$$

де $V_{NДА}^{(i)}$ – вектори вагових коефіцієнтів дискретно-адаптивної системи, що

обираються класифікатором заводової обстановки за результатами аналізу параметрів вхідного процесу.

Рівень максимально допустимих втрат в ефективності ДАС порівняно з СБА оберемо рівним 1дБ. На підставі цього, з урахуванням результатів, отриманих у третьому розділі даної роботи, визначено кількість $M = 10$ та параметри опорних вагових векторів. Обсяг навчальної вибірки для обчислення оцінок коваріаційної матриці завади і модулів першого та другого міжперіодних коефіцієнтів кореляції покладемо рівним $n = 10$

У загальному випадку для реалізації системи виявлення сигналів з безперервною адаптацією, що реалізує алгоритм (5.12), потребується приблизно $8N^3 + 4nN^2 + 4N^2 + 2N$ операцій множення, $8N^3 + 4nN^2 + 4N^2 - 1$ операцій додавання, $6N^2$ операцій ділення; а для реалізації дискретно-адаптивної системи, структурна схема якої наведена на рис. 5.10 потребується $4N^2 + 2N + 18$ операцій множення, $4N^2 - 2N + 8$ операцій додавання, 3 операцій ділення, 3 операції функціонального перетворення, 3 логічних операцій, 4 операції вибірки-запису з масивів осередків пам'яті що призначені для керування класифікатором заводової обстановки та збереження значень векторів вагових коефіцієнтів дискретно-адаптивної системи.

Використовуючи результати досліджень проведених у підрозділі 5.3 можна виявити оцінки втрат у показнику поліпшення системи з безперервною адаптацією $\Delta\hat{C}_{НА} = 1,2(0.8\text{дБ})$ та дискретно-адаптивної системи $\Delta\hat{C}_{НДА} = 1,23(0.92\text{дБ})$.

Аналіз витрат на реалізацію K_B систем, які порівнюються показав, що для реалізації системи з безперервною адаптацією що формує статистику (5.12), коефіцієнт витрат, з урахуванням табл. 5.1, складає $K_{ВСА} = 3709$, а для реалізації дискретно-адаптивної системи, що наведена на рис. 5.10 коефіцієнт витрат, з урахуванням табл. 5.1, складе $K_{ВДА} = 574$.

Виявлені за формулою (5.5) з урахуванням нормування $K_{ВАС}^H$ та $K_{ВДА}^H$, значення векторного показнику якості (при $h_1 = h_2 = 0,5$) для СБА і для ДАС склали, відповідно, $K_{РАС} = 2,07$, $K_{РДА} = 1,36$.

Виконання нерівності $K_{РДА} < K_{РАС}$ дозволяє зробити висновок, що отримана

за результатами векторного синтезу дискретно-адаптивна система обробки сигналів за обраним критерієм якості для заданих вихідних даних є переважніше за систему обробки з безперервною перебудовою параметрів у залежності від завадової обстановки.

Таким чином, надані у цьому підрозділі матеріали ілюструють різні сторони векторної оптимізації систем обробки сигналів за критерієм «ефективність-витрати».

5.6 Перспективи подальших досліджень

Подальші дослідження у сфері дискретно-адаптивного виявлення сигналів у радіолокаційних системах, що спрямовані на підвищення ефективності виявлення цілей в умовах складної завадової обстановки та невизначеності параметрів сигналів можливі із використанням штучного інтелекту та нейронних мереж.

Так у розділах 3...5 показано, що зменшення обчислювальної складності дискретно-адаптивних алгоритмів відбувається за рахунок контрольованих втрат в ефективності виявлення корисних сигналів в умовах комплексу завад. При проведенні параметричного синтезу ДАС використовується двоетапна методика, на першому етапі якої безперервна область параметрів коваріаційних матриць завад розбивається на мінімально можливе число підобластей, що не перекриваються, в кожній з яких втрати в ефективності ДАС щодо СБП не перевищують заданої величини, а на другому етапі координати «центрів» (визначальні параметри режимів ДАС) та межі підобластей обираються так, щоби доставити мінімум середнім втратам в ефективності ДАС порівняно з СБП. Ця процедура проводиться ще на етапі розробки дискретно-адаптивної системи, що припускає певні обмеження на спектрально-кореляційні параметри адитивної суміші некорельованої та корельованої завад.

З урахуванням обраних інформативних однак суміші некорельованої та корельованої завад кластеризацію заважаючих відбитків із використанням

штучного інтелекту та нейронних мереж можливо проводити на конкретній місцевості зразу після розгортання мобільної РЛС у реальній заводової обстановці.

Таким чином, режими заводозахисту ДАС будуть формуватися безпосередньо в пам'яті класифікатора заводової обстановки станції.

У цьому контексті доцільним буде використання наведених в літературі підходів машинного навчання із самонавчанням, перенавчанням (transfer learning) та онлайн-навчанням.

Таким чином, подальші дослідження дискретно-адаптивного виявлення сигналів у галузі радіолокації з використанням штучного інтелекту та нейронних мереж мають значний потенціал і можуть бути спрямовані на створення інтелектуальних радіолокаційних систем нового покоління з підвищеною точністю, швидкодією та стійкістю до завад.

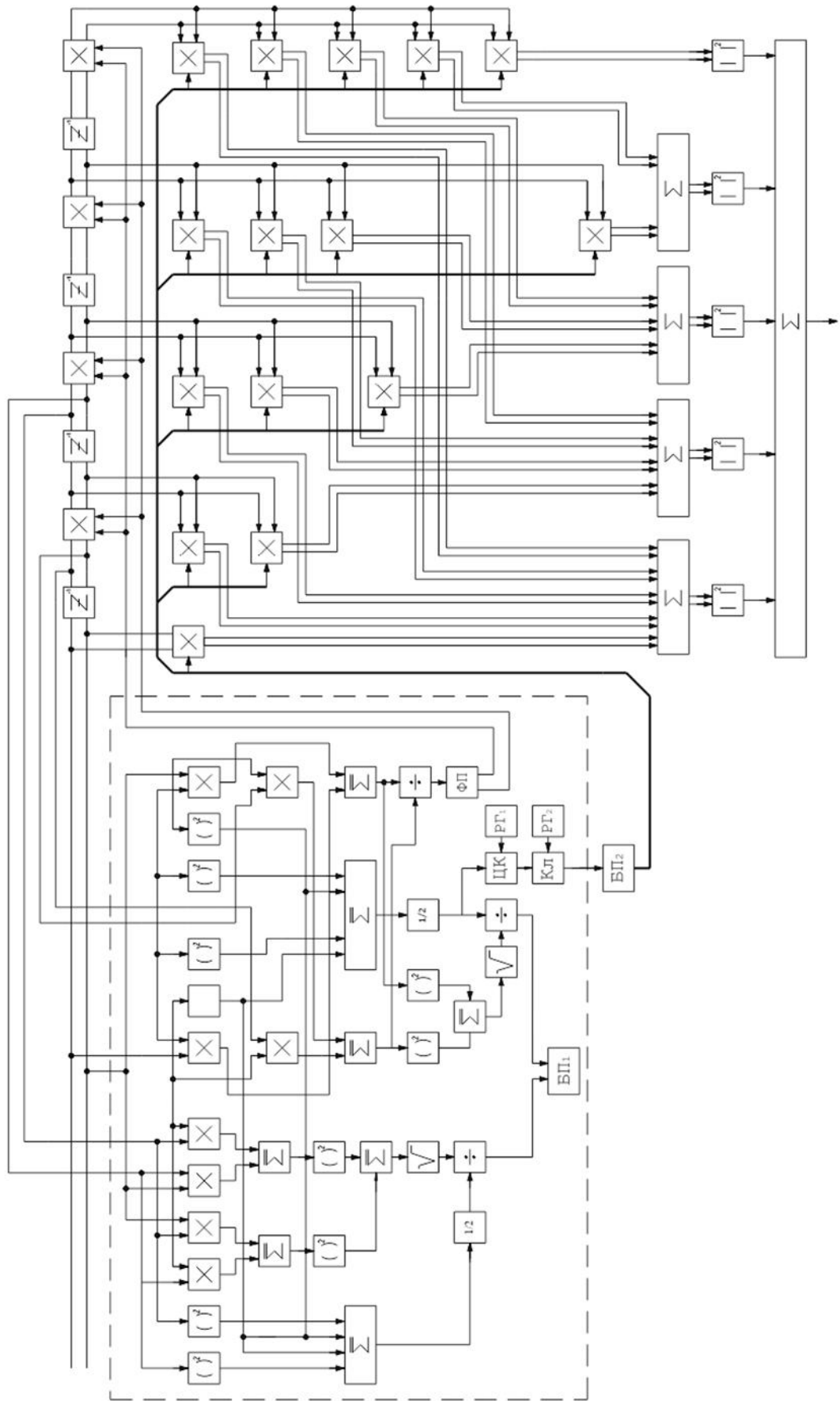


Рисунок 5.10 – Структурна схема дискретно-адаптивної системи

Висновки до розділу 5

У розділі 5 методом статистичного моделювання було проведене дослідження ефективності дискретно-адаптивних систем у динамічному режимі. В якості критерія ефективності було обране $\Delta\hat{C}_{\text{НДА}}$ - оцінку втрат у показнику поліпшення, який є часткою відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до відношення сигнал/завада на її вході, усередненим за всіма можливими радіальними швидкостями цілі. Проведені дослідження показали, що різниця між експериментально отриманим значенням $\Delta\hat{C}_{\text{НДА}}$ та розрахунковим значенням $\Delta\bar{C}_{\text{НДА}}$ розробленої ДАС не перевищують 0,1дБ (при заданому рівні максимальних втрат 1дБ), якщо об'єм навчальної вибірки $n > 6N$. Крім того при $n < 2N$ ефективність ДАС що досліджувалася виявляється декілька вище, ніж СБА. Цей результат є наслідком врахування при синтезі ДАС апріорної інформації про характер спектру флуктуацій діючих на вході системи завади.

Запропоновано методику векторної оптимізації дискретно-адаптивних систем в умовах апріорної невизначеності спектрально-кореляційних характеристик завад з використанням відомого критерія «ефективність-витрати». Згідно з даною методикою показник ефективності є функцією оцінки втрат у показнику поліпшення для заданої завадової обстановки, що обчислювалась за допомогою методу статистичного моделювання, а показник витрат K_B на практичну реалізацію враховує оцінки кількості операцій додавання, множення, ділення, зчитування з пам'яті, які виконуються у системі обробки, а також оцінку об'єму статичної оперативної пам'яті, яка потрібна для реалізації блоку пам'яті класифікатора завадової обстановки і блоку пам'яті, в якому зберігаються вектори вагових коефіцієнтів матриць обробки ДАС.

З її допомогою проведено вибір варіанту побудови системи виявлення когерентного 5-ти імпульсного сигналу на тлі адитивної суміші унімодальної корельованої і некорельованої завад в умовах параметричної. апріорної невизначеності. Проведенні дослідження показали, що дискретно-адаптивна система, режими якої перемикаються в залежності від результатів аналізу завадової

обстановки, поступаючиcь аналогічній системі з безперервною перебудовою параметрів у показнику ефективності приблизно у середньому 0,1дБ (при заданому рівні максимальних втрат 1дБ) по коефіцієнту обчислювальних витрат виявляється переважніше майже у 6,5 разів, що по векторному критерію ефективності відповідає виграшу у 1,51 рази.

Показані перспективи подальшого дослідження дискретно-адаптивного виявлення сигналів у галузі радіолокації з використанням штучного інтелекту та нейронних мереж.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено важливу науково-практичну задачу, яка полягає у розробці заснованих на принципі дискретної адаптації алгоритмів вилучення інформації в умовах комплексу заважаючих впливів, що містить некорельовану, корельовану та імпульсну завади, з метою зменшення обчислювальної та апаратурної складності систем виявлення при контрольованому обмеженні на рівень втрат в їх ефективності.

В тому числі отримано наступні теоретичні та практичні результати:

1) виконано аналіз існуючих підходів побудови сучасних систем виявлення корисних радіосигналів в умовах дії на вході радіотехнічної системи передачі або витягу інформації комплексу різнорідних заважаючих впливів. Показано, що одним з шляхів зменшення обчислювальних витрат СПВІ є використання дискретно-адаптивної системи обробки, режими якої перемикаються у залежності від результатів аналізу завадової обстановки. По результатам проведеного аналізу сформульовані задачі дослідження і структура кваліфікаційної роботи;

2) показано, що з оглядом на різнорідний характер заважаючих впливів оптимальна процедура виявлення корисного сигналу на тлі комплексу завад представляє собою операції послідовної оптимальної по СКП компенсації кожної з вхідних в ансамбль «небілої» завади і узгодженої обробці в умовах "білих" шумів. А для прийнятої в роботі моделі завад умовах адитивної суміші завад вирішальна статистика виявлення, зводиться до послідовних операцій компенсації імпульсної завади, оптимальної за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки, придушення корельованої завади і когерентне-некогерентного накопичення. З урахуванням цього, розроблена структурна схема дискретно-адаптивної системи обробки корисного сигналу на тлі адитивної суміші імпульсної, корельованої і некорельованої завади, що функціонує під керуванням аналізатора завадової обстановки;

3) розроблено оптимальний, у класі одноканальних з доплерівської частоти виявників гаусового сигналу на тлі адитивної суміші некорельованої та

корельованої гаусових завад та за обмежень на дружні флуктуації імпульсів в пакеті, інваріантний до доплерівських зрушень фаз сигналу алгоритм виявлення. Доведено, що синтезований алгоритм є оптимальним за критерієм усередненого по φ_c відношення правдоподібності, а також оптимальним за критерієм максимуму усередненого по φ_c «показника якості виявлення» при вирішенні задачі виявлення гаусового сигналу, що «дружно» флуктує, в умовах гаусових завад;

4) проведено порівняльний аналіз ефективності розробленого алгоритму з ефективністю оптимального багатоканального алгоритму для повністю відомого сигналу та з потенційною ефективністю відомого алгоритму формуючого статистику Готелінга для різних спектрально-кореляційних параметрів адитивної суміші корельованої та некорельованої завад за імовірнісними характеристиками - імовірністю правильного виявлення D при заданій імовірності помилкової тривоги F залежно від відношення сигнал/некорельована завада на вході системи;

5) для вирішення завдання аналізу ефективності виявників з класу нелінійних структур запропоновано і використано показник поліпшення P_F , який є часткою відношення сигнал/завада на виході нелінійної системи до відношення сигнал/завада на її вході, усередненим за всіма можливими радіальними швидкостями цілі. Встановлено, що за показником поліпшення P_F і обраними в цій роботі параметрами адитивної суміші некорельованої та корельованої завад потенціальна ефективність розробленого у кваліфікаційній роботі алгоритму виявляється вище за потенціальну ефективність алгоритму що реалізує відому статистику Готелінга;

6) запропонована двоетапна методика синтезу дискретно-адаптивної системи обробки сигналів що передбачає мінімізацію числа режимів завадозахисту і оптимізацію параметрів ДАС в умовах гаусових завад. На першому етапі безперервна область $\theta(B_3)$ розбивається на мінімально можливе число підобластей M , що не перекриваються $\theta = \theta_1 \cup \theta_2 \cup \dots \cup \theta_M$; $\theta_i \cap \theta_j = \emptyset$, в кожній з яких втрати в ефективності ДАС щодо СБП не перевищує заданої величини C_0 , а на другому етапі координати «центрів» (визначальні параметри режимів ДАС) та межі підобластей θ_i , $i = \overline{1, M}$ вибираються так, щоб доставити мінімум середнім по

області θ втратам в ефективності ДАС порівняно з СБП;

7) згідно з розробленою методикою, проведено параметричний синтез одноканальної з доплерівської частоти сигналу ДАС, в якій для скорочення числа режимів був збережений безперервний характер адаптації до аргументу кореляційної функції завади. Показано, що синтезована, таким чином ДАС, для заданих обмежень на максимальні втрати, дозволяє, при порівняно невеликому числі режимів завадозахисту, забезпечити, в припущенні безпомилкової класифікації завадової обстановки, незначні середні щодо СБП втрати в ефективності обробки сигналів на фоні адитивної суміші некорельованої і унімодальної корельованої завад;

8) синтезовані алгоритми розпізнавання класів завад за інформативними ознаками, в якості яких використані потужність завади та перший і другий міжперіодні коефіцієнти кореляції. Проведено дослідження ефективності розроблених алгоритмів методом статистичного моделювання, що показало відповідність експериментальних та теоретичних результатів;

9) для ідентифікації елементу дозволу за дальністю ураженого несинхронною імпульсною завадою розроблено алгоритм виявлення цієї завади що може ефективно функціонувати в умовах адитивної суміші некорельованої та потужної дискретної за відстанню корельованої завади при наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту РТС. Розроблена структурна схема виявника ІЗ, до складу якого введено блок визначення ІЗ на виході однократної системи ЧПК. Для підтвердження працездатності розробленого виявляча несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад була розроблена імітаційна модель в пакеті програмного забезпечення Matlab&Simulink. Проведене дослідження підтвердило працездатність розробленого алгоритму при обмеженнях на динамічний діапазон;

10) на основі розроблених алгоритму розпізнавання класів корельованих завад, алгоритму виявлення ІЗ в умовах адитивної суміші НЗ та КЗ, а також відомого оптимального алгоритму вимірювання доплерівської фази завади,

запропонована структурна схема пристрою, що дозволяє вирішити задачу керування режимами ДАС;

11) методом статистичного моделювання було проведено дослідження ефективності дискретно-адаптивних систем у динамічному режимі. В якості критерія ефективності було обране оцінку втрат у показнику поліпшення. Проведені дослідження показали, що різниця між експериментально отриманим значенням $\Delta\hat{C}_{нда}$ та розрахунковим значенням $\Delta\bar{C}_{нда}$ розробленої ДАС не перевищують 0,1дБ (при заданому рівні максимальних втрат 1дБ), якщо об'єм навчальної вибірки $n > 6N$. Крім того при $n < 2N$ ефективність ДАС що досліджувалася виявляється декілька вище, ніж СБА. Показано, що цей результат є наслідком врахування при синтезі ДАС апіорної інформації про характер спектру флуктуацій діючих на вході системи завади;

12) запропоновано методику векторної оптимізації дискретно-адаптивних систем в умовах апіорної невизначеності спектрально-кореляційних характеристик завад з використанням відомого критерія «ефективність-витрати». Згідно з даною методикою показник ефективності є функцією оцінки втрат у показнику поліпшення для заданої завадової обстановки, що обчислювалась за допомогою методу статистичного моделювання, а показник витрат K_B на практичну реалізацію враховує оцінки кількості операцій додавання, множення, ділення, зчитування з пам'яті, які виконуються у системі обробки, а також оцінку об'єму статичної оперативної пам'яті, яка потрібна для реалізації блоку пам'яті класифікатора завадової обстановки і блоку пам'яті, в якому зберігаються вектори вагових коефіцієнтів матриць обробки ДАС. За її допомогою проведено вибір варіанту побудови системи виявлення когерентного 5-ти імпульсного сигналу на тлі адитивної суміші унімодальної корельованої і некорельованої завад в умовах параметричної апіорної невизначеності. Показане, що дискретно-адаптивна система, режими якої перемикаються в залежності від результатів аналізу завадової обстановки, порівняно з системою безперервною адаптацією, за вибраним векторним критерієм ефективності виявляється переважніше у 1,51 рази;

13) показані перспективи подальшого дослідження дискретно-адаптивного виявлення сигналів у галузі радіолокації з використанням штучного інтелекту та нейронних мереж що спрямовані на створення інтелектуальних радіолокаційних систем нового покоління з зменшеною обчислювальною складністю, підвищеною швидкодією та стійкістю до завад.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] M. I. Skolnik, Radar Handbook, New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2008.
- [2] Harry L. Van Trees, Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I. New York: Wiley, 1968..
- [3] Steven M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998.
- [4] W. L. Melvin, and J. A. Scheer, Eds., Principles of Modern Radar: Advanced Techniques, vol. 2. Edison, NJ, USA: SciTech Publishing; Stevenage, U.K.: IET, 2013. doi:10.1049/SBRA020E
- [5] M. A. Richards, Fundamentals of Radar Signal Processing, 2nd ed., New York, NY, USA: McGraw-Hill Education, 2014.
- [6] P. S. Diao, T. Alves, B. Poussot, and S. Azarian, “A review of radar detection fundamentals,” IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 39, no. 9, pp. 4–24, Sept. 2024. doi: 10.1109/MAES.2022.3177395.
- [7] B. Mahafza, Introduction to Radar Analysis. CRC Press, 2017.
- [8] James O. Berger, Statistical Decision Theory and Bayesian Analysis. 2nd ed. New York: Springer, 1985.
- [9] I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich “Single-channel doppler frequency detector of coherent synchronously fluctuating signal packets under gaussian noise” Technology and Design in Electronic Equipment, (1–2), 3-10. <https://doi.org/10.15222/TKEA2025.1-2.03>
- [10] I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich, V. I. Tsevukh “Index of improvement of nonlinear single-channel signal detection systems under Gaussian noise” , Technology and design in electronic equipment , 2023, № 1-2, c. 9-13. DOI: 10.15222/TKEA2023.1-2.09
- [11] D. I. Lekhovyt'skiy, V. P. Riabukha, A. V. Semeniaka, D. V. Atamanskiy, Y. A. Katiushyn “Protection of coherent pulse radars against combined interferences. 1. Modifications of STSP systems and their ultimate performance capabilities “ Radioelectronics and Communications Systems. vol. 62, no. 7pp. 380–412, Jul. 16, 2019. doi: 10.20535/S002134701907001X.
- [12] D. I. Lekhovyt'skiy, P. M. Flekser, S. V. Polishko, “On calculation of distribution

laws of quadratic forms of random complex Gaussian vectors“, Applied Radio Electronics: Sci. Journ. 2011. Vol. 10. № 4. – P. 456-462.

[13] D. I. Popov, “Optymizatsiya system vyyavlennya signaliv na foni pasyvnykh pomekh” [Optimization of Signal Detection Systems Against Passive Interference], Visnyk NTUU “KPI”. Radiotekhnika, radioaparotobuduvannya, no. 68, pp. 33–37, 2017. Available: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/22840> (in Ukrainian)

[14] Z. Zhou, G. Wei, X. Liu et al., “Noise and Gaussian clutter background descending dimensional subspace signal detector,” in Proc. IEEE SENSORS, Vienna, Austria, 2023, pp. 1–4. doi: 10.1109/SENSORS56945.2023.10324948.

[15] B. Dulek, “On GLRT-based detection of one-sided composite signal in unimodal noise,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 59, no. 1, pp. 695–700, 2023. doi: 10.1109/TAES.2022.3188595.

[16] C. Chen, W. Xu, Y. Pan et al., “A nonparametric approach to signal detection in non-Gaussian noise,” IEEE Signal Processing Letters, vol. 29, pp. 503–507, 2022. doi: 10.1109/LSP.2022.3143031.

[17] I. V. Tsevukh “An algorithm of the gaussian signal-processing in the presence of gaussian interference”, Radioelectronics, 1988, no. 12, pp. 53–54.

[18] Yu. I. Abramovich, and A. Yu. Gorokhov, “On the Convergence Rate of Adaptive Filters for Interference Compensation with Persymmetric Correlation Matrix”, Radiotekhnika i elektronika, vol. 38, no. 1, pp. 101–111, 1993.

[19] P. Ye. Baranov, I. V. Tsevukh, and D. Ye. Davydov, “Sequential Compensation Algorithm for Heterogeneous Interference”, in Proc. of Odessa Polytechnic University, no. 1(21), pp. 1–3, 2004. Available: <https://pratsi.op.edu.ua/index.php/pratsi/issue/archive>

[20] I. V. Tsevukh, and D. O. Sinyakov, “Coherent–noncoherent processing algorithm for radio signals under complex interference,” in Proc. 18th ISPC “Modern Information and Electronic Technologies”, Odesa, Ukraine, 2019, pp. 30–31. Available: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2019/10.pdf>

[21] V. G. Bartenev, Shloma A. M. “On the construction of anadaptive detector of pulse signals against the background of normal interference with unknown correlation properties”. Radioelectronics, 1978, no. 2, pp. 3–8.

- [22] X. Zhang and Y. Liu, “Adaptive detection in compound gaussian clutter using deep learning,” *Signal Processing*, vol. 227, p. 109720, 2025.
- [23] Averochkin V. O., Troyanskiy O. V. The Hotelling Detector using quadrature chennals decorrelation. *Proceedings of the Odessa Polytechnic University*, 2014, vol. 1(43), pp. 225–229.
- [24] Ronald W. Butler, Pooria Pakrooh, Louis L. Scharf A MIMO Version of the Reed-Yu Detector and its Connection to the Wilks Lambda and Hotelling T² Statistics. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, vol. 68, p. 2925–2924. <https://doi.org/10.1109/TSP.2020.2988996>
- [25] Orlov V. V. Effectiveness of adaptive signal detection based on the Hotelling test. *Collection of scientific papers of the G.E. Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering*, 2010, no. 57, pp. 72–79.
- [26] IEEE Standard Radar Definitions. *IEEE Std 686-1997*, 1998, 40 p. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.1998.86185>
- [27] I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich “Detector of asynchronous pulse noise in conditions of additive mixture of uncorrelated and discrete in range correlated gaussian noise” *Technology and Design in Electronic Equipment*, (3–4), 22–32. <https://doi.org/10.15222/TKEA2025.3-4.22>
- [28] I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich, and L. V. Bezrukov, “Impulse interference detector against additive mixture of uncorrelated and range-discrete correlated gaussian noise,” in *Proc. 20th ISPC “Modern Information and Electronic Technologies”*, Odesa, Ukraine, 2021, pp. 11–12. Available: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2021/11-13.pdf>
- [29] I. V. Tsevukh, A. A. Sakovich, and O. S. Karpenko, “Pulse noise detection algorithm for moving target selection systems,” in *Proc. 21st ISPC “Modern information and electronic technologies”*, Odesa, Ukraine, 2022, pp. 14–15. Available: <https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/14-15.pdf>
- [30] Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller “Introduction to Adaptive Arrays” (*Electromagnetic Waves*), Jun 30, 2011, 544 pages
- [31] A. De Maio and M. S. Greco, *Modern Radar Detection Theory*. IET, 2018.
- [32] M. Richards and J. Scheer, *Principles of Modern Radar*. SciTech, 2010.

- [33] L. Scharf, Statistical Signal Processing. Addison Wesley, 1991.
- [34] E. Kelly, “An adaptive detection algorithm,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1986.
- [35] S. Kraut and L. Scharf, “Adaptive subspace detectors,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, no. 1, pp. 1–16, 2001.
- [36] M. Greco and F. Gini, “Detection of radar targets in compound gaussian clutter,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 47, no. 4, pp. 2580–2597, 2011.
- [37] A. Farina, “Radar detection in non-gaussian clutter,” IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation, vol. 151, no. 2, pp. 79–87, 2004.
- [38] M. Rangaswamy, “Statistical analysis of radar clutter,” IEEE Signal Processing Magazine, vol. 22, no. 2, pp. 36–46, 2005.
- [39] F. Bandiera, O. Besson, and D. Orlando, “Adaptive radar detection in gaussian disturbance,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 55, no. 3, pp. 1083–1095, 2007.
- [40] D. Orlando and G. Ricci, “Adaptive radar detection with partially homogeneous training data,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 58, no. 9, pp. 4868–4878, 2010.
- [41] K. Sangston and M. Greco, “Coherent radar detection in compound gaussian clutter,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 48, no. 1, pp. 382–395, 2012.
- [42] E. Conte and A. De Maio, “Adaptive radar detection in partially homogeneous environments,” IEEE Transactions on Signal Processing, 2013.
- [43] M. Richards, “Advanced radar detection techniques,” IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2015.
- [44] I. V. Tsevukh, A. V. Sokolov, A. A. Sakovich, “Parametric synthesis of one-channel on doppler frequency of discrete-adaptive processing system for signal in gaussian noises”, Computer Science and Mathematical Modeling Methods, Vol. 7, No. 4, pp. 291-299, 2017

- [45] A. Coluccia and D. Orlando, "Adaptive radar detection in heterogeneous clutter," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2021.
- [46] G. Ricci, "Clutter edge detection in radar systems," Signal Processing, 2021.
- [47] V. Orlov, B. Demianchuk V. Klimenko, S. Yehorov, O. Tarasov, L. Semenenko, Efficiency criteria for digital adaptive systems for remote detection and recognition of dangerous object Journal of Scientific Papers "Social Development and Security", Vol. 11, No. 5, – 2021, P. 119-132. DOI:10.33445/sds.2021.11.5.12.
- [48] M. Ezuma, "Micro uav detection with millimeter wave radar," IEEE Radar Conference, 2019.
- [49] W. Jiang, "End-to-end learning of waveform and detection for radar," IEEE Signal Processing Letters, 2019.
- [50] J. Gali, "Glr cfar detection in pareto clutter," Signal Processing, 2020. [27] R. Wang, "Neural network radar detection in heavy-tailed clutter," IEEE Signal Processing Letters, 2022.
- [51] V. I. Proskurin Probability distribution of a quadratic functional from a Gaussian random process // Radiotekhnika and electronics. - 1985. - №7. - pp. 1335-1340.
- [52] Z. Gao, "Space time adaptive processing for airborne radar," Electronics, 2023.
- [53] D. Xiao, "Adaptive radar detection in heterogeneous clutter," Remote Sensing, 2024.
- [54] C. Qu, "Radar detection using autocovariance matrices," EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2025.
- [55] L. Chen, "Adaptive radar detection in compound clutter," in IEEE Radar Conference, 2018.
- [56] Y. Zhang, "Deep learning radar detection," in ICASSP, 2019.
- [57] J. Smith and L. Wang, "Adaptive radar detection in the clutter and noise cover pulse jamming environment," Signal Processing, p. 108852, 2022.
- [58] X. Zhang and Y. Liu, "Adaptive radar target detection in nonzero-mean compound gaussian sea clutter with random texture," Signal Processing, vol. 227, p. 109720, 2025.
- [59] X. Liang and B. Chen, "Unsupervised radar target detection under complex clutter background based on mixture variational autoencoder," Remote Sensing, vol. 14, no. 18, p. 4449, 2022.

- [60] Q. Zhu and H. Li, “Ifcmd: A novel method for radar target detection under complex clutter backgrounds,” *Remote Sensing*, vol. 16, no. 12, p. 2199, 2022.
- [61] K. Liu, Y. Li, and P. Wang, “A cfar detection algorithm based on clutter knowledge for cognitive radar,” *IEICE Transactions on Fundamentals*, vol. E106-A, no. 3, pp. 590–599, 2023.
- [62] A. Coluccia and D. Orlando, “Adaptive strategies for clutter edge detection in radar,” *Signal Processing*, p. 108127, 2021.
- [63] M. A. Khatib, M. Zamani, “Controller synthesis for interconnected systems using parametric methods,” in *Proceedings of an IEEE Conference*, 2024
- [64] G. M. Mengesha, “Parametric design in structural engineering: A systematic review of current practices and future trends,” *Annals of Civil Engineering and Management*, 2025
- [65] C. Baier, F. Funke, S. Jantsch, T. Karimov, E. Lefauchaux, J. Ouaknine, M. A. Whiteland, and J. Worrell, “Parameter synthesis for parametric probabilistic dynamical systems and prefix-independent specifications,” *LIPIcs.CONCUR*, 2022.
- [66] D. A. Shnidman, “Radar detection in clutter,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 41, no. 3, pp. 1056–1067, 2005.
- [67] A. Coluccia, D. Orlando, and G. Ricci, “Adaptive radar detection in heterogeneous clutter-dominated environments,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 57, pp. 2233–2247, 2021.
- [68] K. Sangston and M. Greco, “Coherent radar detection in compound gaussian clutter,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 48, no. 1, pp. 382–395, 2012.
- [69] E. Conte and A. De Maio, “Adaptive radar detection in partially homogeneous environments,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, no. 24, pp. 6046–6058, 2013.
- [70] B. Dantzig, *Linear programming and extensions*. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1963.
- [71] R. Bellman, *Dynamic programming*. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1957.

- [72] G. Luenberger and Y. Ye, *Linear and nonlinear programming*, 5th ed. Cham: Springer, 2021.
- [73] F. Romano and F. Gini, "Stap detection and clutter suppression in airborne radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 46, no. 4, pp. 1805–1819, 2010.
- [74] F. Bandiera, O. Besson, and A. Farina, "Adaptive detection in partially homogeneous environments," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 6, pp. 3255–3268, 2010.
- [75] E. Conte and A. De Maio, "Cfar detection in correlated clutter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no. 1, pp. 210–225, 2009.
- [76] G. Ricci and D. Orlando, "Clutter edge detection for adaptive radar systems," *Signal Processing*, vol. 93, no. 12, pp. 3514–3525, 2013.
- [77] J. Miller, "Sar target detection in complex clutter," in *EUSAR*, 2013.
- [78] F. Romano, "Stap detection for airborne radar in non-gaussian clutter," in *IGARSS*, 2014.
- [79] D. Orlando and G. Ricci, "Glrt-based detection in partially-homogeneous clutter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, no. 14, pp. 3807–3819, 2015.
- [80] E. Conte and A. De Maio, "Rao test for adaptive radar detection," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 62, no. 17, pp. 4467–4479, 2014.
- [81] F. Bandiera, "Advanced cfar detection techniques," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 30, no. 6, pp. 20–30, 2015.
- [82] F. Gini and M. Greco, "Detection in compound gaussian clutter: theory and practice," *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation*, vol. 157, no. 3, pp. 123–135, 2010.
- [83] F. Romano, "Stap radar detection in heterogeneous environments," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 48, no. 3, pp. 2025–2039, 2012.
- [84] E. Conte and A. De Maio, "Adaptive detection in partially homogeneous compound clutter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 12, pp. 6676–6688, 2012.
- [85] G. Ricci and D. Orlando, "Cfar techniques for heterogeneous clutter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 1, pp. 368–382, 2011.
- [86] E. Conte and A. De Maio, "Glrt for adaptive radar detection in compound gaussian

- clutter,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 7, pp. 3624–3636, 2010.
- [87] K. Fukunaga, *Introduction to Statistical Pattern Recognition*, 2nd ed. San Diego: Academic Press, 1990.
- [88] R. O. Duda, P. E. Hart, and D. G. Stork, *Pattern Classification*, 2nd ed. New York: Wiley, 2001.
- [89] F. Gini and M. Greco, “Compound gaussian clutter models for radar detection,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 26, no. 10, pp. 15–28, 2011.
- [90] F. Bandiera and O. Besson, “Adaptive detection in nonhomogeneous gaussian environments,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, no. 17, pp. 4252–4264, 2013.
- [91] X. Chen and B. Huang, “Automatic classification of rf signals in electronic warfare environment,” in *IEEE Military Communications Conference*, 2020, pp. 743–748.
- [92] Z. Wang, Z. Guo, G. Shu, and N. Li, “Radar jamming recognition: Models, methods, and prospects,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 18, pp. 3315–3343, 2025.
- [93] Y. Ding and K. Pham, “Gnss interference identification beyond jammer classification,” in *IEEE Aerospace Conference*, 2023, pp. 1–8.
- [94] J. Wang, W. Dong, Q. Fu, and Z. Song, “Radar jamming classification and recognition technology based on deep learning,” in *Proceedings of SPIE Radar Sensor Technology*, 2021.
- [95] H. Li, P. Xu, and Y. Chen, “Radar jamming signal classification using support vector machines,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 56, no. 4, pp. 3150–3161, 2020.
- [96] W. Sun, H. Zhou, and P. Wang, “Radar jamming recognition using lstm networks,” in *IEEE International Radar Conference*, 2019, pp. 1–5.
- [97] T. Xu, J. Li, and Z. Wang, “Deep learning for radar signal and jamming classification: A survey,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 115 364–115 382, 2021.
- [98] H. Zhang and J. Liu, “Radar interference classification based on spectrogram features and deep learning,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 54 321–54 332, 2022.
- [99] O.V. Shyshkin, O.L. Pashenko, V.I. Kuprovskyy Development of maritime vhf

radiocommunications for efficient and safe navigation Shipping & Navigation ISSN 2306-5761 | 2618-0073 HY OMA, № 37, C. 47 – 62. DOI: 10.31653/2306-5761.37.2025.47-62

- [100] Y. Li and B. Chen, “Adaptive detection for airborne radar in compound gaussian clutter,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 56, no. 3, pp. 1895–1906, 2020.
- [101] J. Jahn, *Vector optimization: Theory, applications, and extensions*. Berlin: pringer, 2011.
- [102] A. Löhne, *Vector optimization with infimum and supremum*. Berlin: Springer, 2011
- [103] G. Eichfelder, *Variable ordering structures in vector optimization*. Berlin: Springer, 2014.
- Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 59, no. 8, pp. 6641–6653, 2021.
- [104] K. Liu, P. Wang, and Y. Li, “Cfar detection with clutter knowledge for cognitive radar,” *IEICE Transactions on Fundamentals*, vol. E105-A, no. 3, pp. 590–599, 2022.
- [105] Q. Zhu and H. Li, “Ifcmd: Radar target detection under complex clutter,” *Remote Sensing*, vol. 14, no. 12, p. 2199, 2022.
- [106] S. Theodoridis and K. Koutroumbas, *Pattern Recognition*, 4th ed. Burlington, MA: Academic Press, 2009.
- [107] G. Weinberg, “Cfar feature plane for modern radar detector design,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 59, no. 2, pp. 1238–1252, 2023.
- [108] A. Coluccia and D. Orlando, “Adaptive radar detection with partially known covariance,” *Signal Processing*, vol. 204, p. 104758, 2023.
- [109] J. Park and S. Kim, “Sea clutter detection using cognitive radar and deep learning,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 20, pp. 1–5, 2023.
- [110] Y. A. Rouzoumka and E. Terreaux, “Vae-based radar detection under clutter and thermal noise,” *arXiv*, 2025, available at arXiv.
- [111] F. Romano, “Stap radar detection using deep learning,” in *IGARSS*, 2021.
- [112] K. Liu, “Cognitive cfar detection in heterogeneous clutter,” in *EUSAR*, 2023.
- [113] H. Li and K. Wang, “Vae-based adaptive radar detection in sea clutter,” *Remote Sensing*, vol. 15, no. 7, p. 1600, 2023.

- [114] J. Kim, S. Lee, Y. Kim, and S. Kim, "Classification of interference signals for automotive radar systems using convolutional neural networks," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 176 717–176 727, 2020.
- [115] G. Weinberg, "Cfar feature plane for cognitive radar detection," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 60, pp. 1250–1265, 2024.
- [116] K. Liu and P. Wang, "Cnn-based radar detection under compound gaussian clutter," *Signal Processing*, vol. 230, p. 109955, 2025.
- [117] X. Zhang and Y. Liu, "Cognitive radar detection using adaptive ml models," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 61, pp. 1300–1315, 2025

ДОДАТОК А

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

[1] Цевух І. В., Сакович А. А. Одноканальний за доплерівською частотою виявник пакету когерентних дружно флюктуючих імпульсів в умовах гаусових завад. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2025, (1–2), 3-10. <https://doi.org/10.15222/TKEA2025.1-2.03>

[2] Цевух І. В., Сакович А. А. Виявник несинхронної імпульсної завади в умовах адитивної суміші некорельованої та дискретної за дальністю корельованої гаусових завад. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2025, (3–4), 22-32. <https://doi.org/10.15222/TKEA2025.3-4.22>

[3] Цевух І. В., Сакович А. А., Цевух В. І. Показник поліпшення нелінійних одноканальних систем обробки сигналу в умовах гаусових завад. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2023, (1–2), 9-13. <https://doi.org/10.15222/TKEA2023.1-2.09>

[4] Цевух І. В., Сакович А. А., Соколов А.В. Параметричний синтез дискретно-адаптивної одноканальної за доплерівською частотою системи обробки сигналу в умовах гаусових завад. *Інформатика та математичні методи в моделюванні*. 2017, Том 7, № 4, 291-299. https://immm.op.edu.ua/files/archive/n4_v7_2017/immm_n4_v7_2017.pdf

[5] І. В. Цевух, А. А. Сакович. Інваріантний до доплерівської фази алгоритм виявлення пакету дружно флюктуючих імпульсів в умовах гаусових завад. *Праці 26-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2025, Україна, Одеса. https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_10.pdf

[6] І. В. Цевух, А. А. Сакович. Розроблення та моделювання виявника несинхронної імпульсної завади для радіосистем вилучення інформації. *Праці 26-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2025, Україна, Одеса. https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2025/MIET_2025_12.pdf

[7] І. В. Цевух, А. А. Сакович. Аналіз ефективності спрощених одноканальних процедур виявлення сигналу в умовах гаусових завад за показником поліпшення. *Праці 25-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2024, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2024/29.pdf>

[8] І. В. Цевух, А. А. Сакович, В. І. Цевух. Аналіз ефективності двох нелінійних одноканальних систем обробки сигналу в умовах гаусових завад. *Праці 24-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2023, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2023/12.pdf>

[9] І. В. Цевух, А. А. Сакович. Дискретно-адаптивний режекторний фільтр. *Праці 23-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2022, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/12-13.pdf>

[10] І. В. Цевух, А. А. Сакович, О. С. Карпенко. Моделювання алгоритму виявлення імпульсної завади для системи селекції рухомих цілей. *Праці 23-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2022, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2022/14-15.pdf>

[11] І. В. Цевух, А. А. Сакович, Л. В. Безруков. Виявник імпульсної перешкоди на тлі адитивної суміші некорельованої та дискретної по дальності корельованої гаусових завад. *Праці 23-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2021, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2021/11-13.pdf>

[12] І. В. Цевух, А. А. Сакович. Дискретно-адаптивний виявник сигналу за умов гаусових завад. *Праці 18-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2017, Україна, Одеса.

<https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2017/120.pdf>

[13] І. В. Цевух, А. А. Сакович Аналіз ефективності дискретно-адаптивної системи виявлення сигналів у динамічному режимі в умовах гаусових завад. *Праці 27-ї Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2026, Україна, Одеса.

https://old.tkea.com.ua/siet/archive/2026/MIET_2026_36.pdf

ДОДАТОК Б

ОПИС КОМБІНОВАНОЇ ЗАВАДИ

Метою цього додатку є математичний опис квазібезперервних та дискретних пасивних, хаотичних імпульсних, ковзних, взаємних та деформуючих імпульсних, активних шумоподібних завад та внутрішніх шумів приймача

Б.1 Опис пасивної завади та некорельованого шуму

Поряд з квазібезперервними пасивними завадами, що є результатом відображення зондувального сигналу від підстилаючих поверхонь (земної і водної), протяжних метеоутворень (дощу, снігу, граду, туману) і розкритих металізованих стрічок, ефективній роботі РЛК заважають відбиття від зграй птахів, скупчень комах, неоднорідностей атмосфери, зон аномального розповсюдження радіохвиль, турбулентних утворень та оптично неспостережних об'єктів (ангел-луна), берегів, наземних споруд та елементів конструкцій, які називаються дискретними (зосередженими) пасивними завадами. В силу випадкового характеру руху і випадкової орієнтації об'єктів, що заважають відносно променя радіолокатора, відбитий сигнал $\eta(t)$ являє собою випадковий процес, адекватний опис якого можливий лише із залученням статистичної теорії.

Так як знаходження багатомірних щільностей розподілу ймовірностей виходячи з реальних властивостей об'єктів, що заважають і їх руху пов'язане зі значними труднощами, неминучим є застосування спрощеної радіолокаційної моделі пасивної завади, в якості якої зручно використовувати уявлення заважаючих об'єктів у вигляді сукупності великої кількості незалежних і випадково (відповідно до певного закону розподілу) розташованих відбиваючих елементів, котрі переміщуються один щодо одного і радіолокатора [1], [4].

В силу центральної граничної теореми відбитий сигнал описується нормальної щільністю розподілу ймовірностей, а його комплексну огинаючу можна представити у вигляді суми сигналів $S(t)$ з різними затримками по дальності

τ_k , доплерівськими частотами f_k та комплексними амплітудами a_{lk} .

$$\eta(t) = \sum_{k,l} a_{lk} S(t - \tau_k) e^{i2\pi f_k t}.$$

Спрямовуючи відстань між окремими відбивачами до нуля, а число відбивачів - до нескінченності, визначимо кореляційну функцію пасивної завади

$$D(t_1 t_2) = \sigma_0 \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\tau, f) S(t_1 - \tau) S^*(t_2 - \tau) e^{i2\pi f(t_1 - t_2)} d\tau df$$

або з урахуванням розподілу за дальністю $b(\tau)$ та спектром флюктуацій $G(\tau, f - f_0)$ заважаючих відображень (1.2) запишемо у вигляді

$$D(t_1 t_2) = \sigma_0 \int b(\tau) G(\tau, f - f_0) S(t_1 - \tau) S^*(t_2 - \tau) e^{i2\pi f(t_1 - t_2)} d\tau df,$$

де $\sigma(\tau, f)$ – далеко-швидкісний розподіл об'єктів, що заважають;

σ_0 – середня ефективна відображаюча поверхня сукупності заважаючих об'єктів.

Можна показати, що для когерентних сигналів із внутрішньою періодною дискретною модуляцією

$$S(t) = \sum_{l=1}^L S e P(t - l\tau_u - uT_0),$$

потужність пасивної завади на виході фільтра з імпульсним відгуком

$$\omega(t) = \sum_e^L \omega_e P(t - l\tau_u - uT_0),$$

визначається виразом

$$\sigma_{\eta}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\tau, f) |X_{SW}(\tau, f)|^2 d\tau df,$$

де $P(t - l\tau_u - uT_0) = 1$ при $(l - 1)\tau_u + nT_0 \leq t \leq l\tau_u - uT_0$;

$P(t - l\tau_u - uT_0) = 0$, при інших t

S_l – комплексна амплітуда елементарної позиції імпульсу тривалістю τ_u ;

$U = E \left\{ \frac{l-1}{M} \right\}$ – ціла частина числа;

M – число позицій в імпульсі сигналу;

L – число позицій в пакеті сигналу;

W_l – комплексні вагові коефіцієнти фільтру.

Підставляючи (1.4), (1.5) в (1.6), після інтегрування по τ отримаємо

$$\sigma_{\eta}^2 = W^{*T}(D_1 + D_2 + D_3)W, \quad (1.6)$$

де елементи коваріаційних матриць D_1 , D_2 та D_3 визначаються виразами

$$\begin{aligned} d_{mn}^1 &= \sum_{k=k_1}^{k_2} S_{k+1-m} S_{k+1-n} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\tau, f) |X_0[\tau - (k - \\ &\quad - 1)\tau_u, f]|^2 e^{i2\pi f T_0(n-m)} d\tau df; \\ d_{mn}^2 &= \sum_{k=k_1}^{k_2} S_{k+1-m} S_{k-n}^* \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\tau, f) X_0[\tau - (k - 2)\tau_u, f] X_0^*[\tau - \\ &\quad (k - 2)\tau_u, f] e^{i2\pi f T_0(n-m+1)} d\tau df; \\ d_{mn}^3 &= \sum_{k=k_i}^{k_2} S_{k+1-m} S_{k+2-n}^* \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\tau, f) X_0[\tau - (k - 1)\tau_u, f] X_0^*[\tau - \\ &\quad k\tau_u, f] e^{i2\pi f T_0(n-m-1)} d\tau df; \end{aligned} \quad (1.7)$$

де $[(K)]_2 - K_1$ – протяжність завади по осі затримок τ

$$K'_1 = K_1 - 1 \text{ при } K_1 > 1;$$

$$K_1 \text{ не змінюється при } K_1 = 1;$$

$$K'_2 = K_2 + 1 \text{ при } K_2 < 2L - 1;$$

$$K_2 = 2L - 1 \text{ при } K_2 > 2L - 1.$$

Конкретизуючи дальній та швидкісний розподіл завади $\sigma(\tau, f)$ і форму зондувального сигналу $S(t)$, розглянемо ряд типових для практики окремих випадків.

Зондуючий сигнал являє собою когерентну немодульовану пачку з прямокутною огинаючою елементарного імпульсу, а тривалість пасивної завади менша від періоду повторення імпульсів.

Тоді всі елементи матриць D_2 та D_3 дорівнюють нулю, а елементи матриці D_1 , задовольняють співвідношенню

$$\begin{aligned} d_{mn} &= d_{mn}^1 = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\tau, f) |X_0[\tau - \tau_u, f]|^2 e^{i2\pi f T_0(n-m)} d\tau df = \\ &= \sigma^2 \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(f) e^{i2\pi f T_0(n-m)} df, \end{aligned} \quad (1.8)$$

де σ^2 - потужність завади елементі дозволу по дальності. Для гаусової апроксимації спектру флюктуацій завади

$$G(f) = G_0 \exp \left\{ -2,3 \left(\frac{f-f_0}{\Delta f} \right)^2 \right\} \quad (1.9)$$

елементи кореляційної матриці D визначаються виразом

$$d_{mn}^r = \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2,3} (n-m)^2 \Delta f^2 T_0^2 + j2\pi(n-m)f_0 T_0 \right\} = r_r^{(n-m)^2} e^{i\varphi(n-m)} \quad (1.10)$$

а для резонансного спектру флюктуацій

$$G(f) = \frac{1}{2\pi} G_0 \frac{2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2}$$

набудуть вигляду

$$d_{mn}^3 = \exp \left\{ -\frac{2\pi}{3} \Delta f T_0 |n - m| + j2\pi(n - m)f_0 T_0 \right\} = r_3^{|n-m|} e^{j\varphi(n-m)}, \quad (1.11)$$

де f_0 - центральна частота спектра флюктуацій: Δf - півширина спектра флюктуацій за рівнем 0,1;

G_0 - потужність на центральній частоті спектру флюктуацій; $\alpha = \frac{2\pi\Delta f}{3}$;

$r_r = \exp \left\{ -\frac{\pi^2}{2,3} \Delta f^2 T_0^2 \right\}$ - міжперіодний коефіцієнт кореляції завади з гауссівською формою спектру флюктуацій;

$r_r = \exp \left\{ -\frac{2\pi\Delta f T_0}{3} \right\}$ - міжперіодний коефіцієнт кореляції завади з резонансним спектром флюктуацій;

$\varphi = 2\pi f_0 T_0$ - доплерівський набіг фази завади за період проходження імпульсів.

Зазначимо, інші спектри флюктуацій пасивної завади можуть бути визначені як сума розглянутих вище. Так, наприклад, елементи коваріаційної матриці суміші завад з гаусівським та резонансним спектрами флюктуацій мають вигляд

$$d_{mn}^3 = \frac{\alpha}{\alpha+\beta} r_r^{(n-m)^2} e^{j\varphi_r(n-m)} + \frac{\beta}{\alpha+\beta} r_3^{|n-m|} e^{j\varphi_3(n-m)},$$

де $\frac{\alpha}{\beta}$ - співвідношення потужностей складових завади.

Зондуючий сигнал є когерентною пачкою імпульсів з дискретною внутрішньою періодною модуляцією $S^T = S^T \otimes Z^T$, а протяжність пасивної завади по дальності більше подвійної тривалості $\tau_c = M\tau_u$ одиночного імпульсу, менше періоду T_0 слідування імпульсів в пачці.

Вважаємо також, що $\tau_c < T_0$. Тоді коваріаційна матриця пасивної завади запишеться у вигляді

$$B_k = D \otimes R \quad (1.12)$$

де D – внутрішньо періодна коваріаційна матриця з елементами

$$d_{mn} = \frac{2}{3} \sigma^2 \left[\sum_{i=1}^{2m-1} S_{i+1-m} S_{i+1-n}^* + 0.25 \sum_{i=1}^{2m-1} S_{i+1-m} S_{i-n}^* + 0.25 \sum_{i=1}^{2m-1} S_{i+1-m} S_{i+2-n}^* \right] \quad (1.13)$$

$n, m = 1, M;$

де R – міжперіодна коваріаційна матриця завади з елементами

$$r_{nm} = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) \exp \left\{ j2\pi f \left(\sum_{i=2}^{n-1} T_i - \sum_{i=2}^{m-1} T_i \right) \right\} n, m = 1, N; \quad (1.14)$$

де T_i – вобульовані періоди проходження імпульсів у пачці.

Якщо кожен імпульс пачки має хороші кореляційні властивості (відношення модулів головного піку до бічних пелюсток велике), то внутрішньоперіодна коваріаційна матриця прагне діагональної $D \rightarrow I$ і результуюча коваріаційна матриця пасивної завади перетворюється на вид $B_k = I \otimes R$.

У окремому випадку, коли заважаючі відображення займають один елемент дозволу по дальності, коваріаційна матриця дискретної пасивної завади описується співвідношенням

$$B_k = S_o S_o^{*T} \otimes R,$$

де S_o – вектор комплексних огинаючих одиночного імпульсу дискретної завади.

Нарешті, якщо довжина відбивань, що заважають, перевищує період слідування імпульсів у пачці, то коваріаційна матриця неоднозначної пасивної завади (завади на -ом ходу розгортки [95]) визначається виразом

$$B_k = \sum_{i=1}^I B_{ki},$$

де B_{ki} – підступна матриця відбитків i -ої кратності.

Таким чином, для обраної моделі заважаючих відбитків пасивна завада може бути приблизно описана багатовимірною нормальною щільністю розподілу ймовірностей, коваріаційна функція якої визначається типом зондувального сигналу і далеко-швидкісним розподілом відбитків, що заважають.

Зробимо кілька коротких зауважень щодо завад типу некорельований шум, що включає в себе внутрішні шуми приймача і активні стаціонарні загороджувальні завади. Очевидно, що некорельований шум, що пройшов через вузькосмуговий фільтр (наприклад, підсилювач проміжної частоти приймача) описується нормальною щільністю розподілу ймовірностей, навіть якщо на вході фільтра процес мав щільність розподілу ймовірностей відмінну від нормальної, проте його кореляційна функція визначається частотною характеристикою фільтра. Так як ширина смуги пропускання вузькосмугового фільтра зазвичай значно більша за величину, зворотне періоду проходження імпульсів, то міжперіодний коефіцієнт кореляції завади близький до нуля. Отже, для задач міжперіодної обробки сигналів активну загороджувальну заваду і внутрішній шум приймача можна описати нормальною щільністю розподілу ймовірностей з діагональною кореляційною матрицею

$$B_H = I_0.$$

Б.2 Опис ковзної завади

Ковзна завада $C(t)$ є вузькосмуговим випадковим процесом з несучою частотою, що повільно змінюється, і визначається виразом

$$C(t) = E(t) \cos\{[\omega_0 + \omega(t)]t + \varphi(t)\},$$

де $E(t)$ – огибаюча випадкового процесу;

$\omega(t)$ – функція, що повільно змінюється в порівнянні з несучою частотою, що характеризує закон модуляції несучої частоти ковзної завади;

$\varphi(t)$ – фаза випадкового процесу.

При цьому кореляційна функція $C(t, \tau)$ і енергетичний спектр $F_c(t, \omega)$ ковзної завади на вході РЛК описуються співвідношеннями

$$C(t, \tau) = \underline{C(t)C^*(t)} = a(\tau) \cos[\omega_0 + \omega(t)] \tau$$

$$F_c(t, \omega) = F[\omega + \omega(t)]$$

де $F(\omega)$ – енергетичний спектр випадкового процесу при $\omega(t) = 0$.

Оскільки складовим елементом радіолокаційного приймача є фільтр, частотна характеристика якого $K(j, \omega)$ узгоджена зі спектром одиночної позиції складного сигналу, потужність ковзної завади на його виході відповідає очевидному вираженню

$$D_c(I) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega^*(t_1) C(t_1, t_2) \omega(t_2) dt_1 dt_2 = \int_{-\infty}^{\infty} F_c[\omega + \omega(t)] |k(j\omega)|^2 d\omega,$$

де $\omega(t)$ – імпульсний відгук фільтра.

В окремому випадку, коли закон зміни несучої частоти є періодично лінійним $\omega(t) = \beta t$ при $nT_n < t < (n+1)T_n$ (пилкоподібним), а енергетичний спектр $F(\omega)$ ковзної завади та амплітудно-частотна характеристика фільтра $|k(j\omega)|$ мають прямокутну форму

$$F(\omega) = \text{rect} \left[\frac{\omega - \omega_{01}}{\Delta\omega_c} \right]$$

$$|k(j\omega)| = \text{rect} \left[\frac{\omega - \omega_{02}}{\Delta\omega_\varphi} \right]$$

Вираз (1.15) перетворюється на вид

$$0 \text{ при } t < t_1$$

$$\frac{1}{2\pi} \omega_{01} - \omega_{02} + \frac{\Delta\omega_\varphi - \Delta\omega_c}{2} + \frac{\omega_\pi}{T_\pi} t \text{ при } t_1 \leq t \leq t_2;$$

$$\frac{\Delta\omega_c}{2\pi} \text{ при } t_2 \leq t \ll t_3;$$

$$\frac{1}{2\pi} \omega_{02} - \omega_{01} + \frac{\Delta\omega_c - \Delta\omega_\varphi}{2} - \frac{\omega_\pi}{T_\pi} t \text{ при } t_3 \leq t \leq t_4,$$

де $\Delta\omega_c, \Delta\omega_\varphi$ – ширина енергетичного спектра та ширина смуги пропускання фільтра;

ω_{01}, ω_{02} – центральна частота спектру ковзної завади та центральна частота налаштування фільтра;

ω_π – діапазон перебудови частоти; T_π – період повторення частоти.

$$t_1 = \frac{(\omega_{02} - \omega_{01} - \frac{\Delta\omega_\varphi + \Delta\omega_c}{2})T_\pi}{\omega_\pi},$$

$$t_2 = \frac{(\omega_{02} - \omega_{01} - \frac{\Delta\omega_\varphi - \Delta\omega_c}{2})T_\pi}{\omega_\pi},$$

$$t_3 = \frac{(\omega_{02} - \omega_{01} + \frac{\Delta\omega_\varphi - \Delta\omega_c}{2})T_\pi}{\omega_\pi},$$

$$t_4 = \frac{(\omega_{02} - \omega_{01} + \frac{\Delta\omega_\varphi + \Delta\omega_c}{2})T_\pi}{\omega_\pi}.$$

Тобто, вплив $C(t)$ на смуговий фільтр призводить до імпульсного характеру зміни потужності завади на його виході і при одночасній та незалежній роботі A постановників завад. Ймовірність ураження ковзною завадою елемента дозволу по дальності знаходиться як сума ймовірностей спільних подій $P_A = 1 - (1 - P)^A$ де $P = (\Delta\omega_c + \Delta\omega_\varphi)\omega_\pi$ ймовірність ураження ковзною завадою елемента дозволу по дальності одним завадником.

Враховуючи, що ковзна завада діє зазвичай по бічних пелюстках діаграми спрямованості антени, що мають, як правило, шумоподібний характер, її розподіл

у першому наближенні можна описати нормальною щільністю з діагональною коваріаційною матрицею.

$$B_H = \text{diag}\{\sum_n \sum_v \sigma_{nv}^2 (E_n \otimes e_v)(E_n^T \otimes e_v^T)\},$$

де σ_{nv}^2 -потужність ковзної завади в n -му елементі дозволу по дальності n -го періоду;

E_n - N -мірний вектор, n -й елемент якого дорівнює одиниці, інші нулю;

e_v - M -мірний вектор з відмінним від нуля і рівним одиниці v -елементом.

Б.3 Опис імпульсної завади

Вважатимемо, що імпульсна завада є відрізками випадкового процесу з довільною випадковою тривалістю і хаотичним періодом повторення. Внаслідок випадкової орієнтації постановником завад щодо РЛК та шумоподібного характеру зміни бічних пелюсток діаграми спрямованості антени, імпульсну заваду (як і ковзну) наближено можна описати нормальною щільністю розподілу ймовірностей з коваріаційною матрицею (1.17).

Якщо ймовірність ураження імпульсною завадою елемента дозволу по дальності дорівнює D , то ймовірність ураження K елементів з MN можливих підкоряється біноміальній формулі [2]–[3].

$$P_{mn}(K) = C_{MN}^K P^K (1 - P)^{MN-K}.$$

Якщо за $MN \gg 1$ спрощується і асимптотично прагне формули Муавра-Лапласа [6].

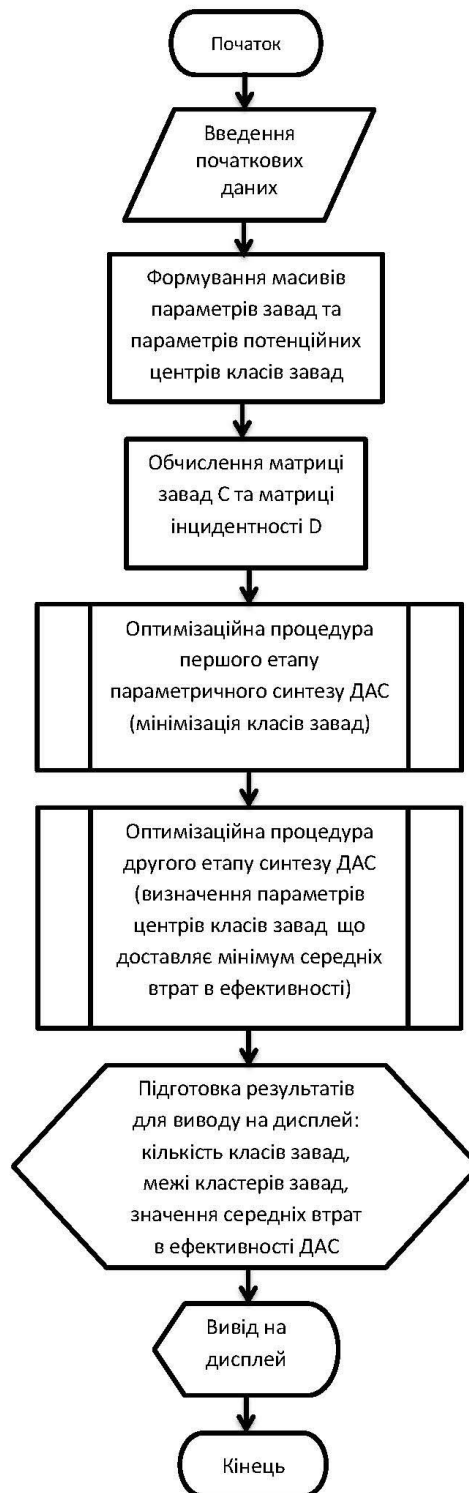
$$P_{mn}(K) \approx \exp\left\{-\frac{(K-MNP)^2}{2MN(1-P)}\right\} \sqrt{2\pi MNP(1-P)}.$$

Співвідношення (1.18) широко використовуються у розділі 2 під час аналізу ефективності різних алгоритмів обробки сигналів і натомість комбінованих завад.

В цілому наведений у цьому додатку опис складових комбінованої завади показує, що всю їх сукупність з точки зору математичного опису та характеру впливу на систему тимчасової обробки можна представити у вигляді трьох деяких компонентів: корельована, некорельована, імпульсні завади, а в коваріаційній матриці визначається сумою цих складових.

$$B = B_K + B_H + B_N.$$

ДОДАТОК В

БЛОК-СХЕМА ПРОГРАМИ ПЕРШОГО ЕТАПУ ПАРАМЕТРИЧНОГО
СИНТЕЗУ

ДОДАТОК Г

ТАБЛИЦІ РЕЗУЛЬТАТІВ ПАРАМЕТРИЧНОГО СИНТЕЗУ ДИСКРЕТНО-АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ

Таблиця 3.1

N	3				
Со, дБ	3		2		
М / Ср, дБ	2 / 1.233		3 / 0.713		
№ класу	1	2	1	2	3
Центр класу	0.42	0.99	0.32	0.93	0.99
Межі класу	0.0...0.60	0.61...1.0	0.0...0.49	0.5...0.96	0.97...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	3					
Со, дБ	1					
М / Ср, дБ	6/0.311					
№ класу	1	2	3	4	5	6
Центр класу	0.21	0.23	0.75	0.94	0.97	0.99
Межі класу	0.0...0.21	0.22...0.40	0.41...0.84	0.85...0.95	0.96...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	3							
Со, дБ	0.5							
М / Ср, дБ	8/0.141							
№ класу	1	2	3	4	5	6	7	8
Центр класу	0.14	0.19	0.49	0.68	0.89	0.95	0.98	0.99
Межі класу	0.0...0.16	0.17...0.32	0.33...0.55	0.56...0.78	0.79...0.92	0.93...0.96	0.97...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	4							
Co, дБ	3			2				
M / Ccp, дБ	2 / 1.51			5 / 0.747				
№ класу	1	2	3	1	2	3	4	5
Центр класу	0.36	0.96	0.99	0.29	0.87	0.95	0.98	0.99
Межі класу	0.0...0.54	0.55...0.96	0.98...0.99	0.0...0.46	0.47...0.91	0.92...0.96	0.97...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	4							
Co, дБ	1.0							
M / Ccp, дБ	8/0.307							
№ класу	1	2	3	4	5	6	7	8
Центр класу	0.19	0.56	0.66	0.88	0.94	0.97	0.98	0.99
Межі класу	0.0...0.35	0.36...0.60	0.67...0.76	0.68...0.91	0.92...0.95	0.96...0.97	0.97...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	4				
Co, дБ	0.5				
M / Ccp, дБ	10/0.156				
№ класу	1	2	3	4	5
Центр класу	0.13	0.38	0.62	0.82	0.89
Межі класу	0.0...0.25	0.26...0.47	0.48...0.71	0.72...0.85	0.86...0.91

Продовження таблиці 3.1

N	4				
Co, дБ	0.5				
M / Ccp, дБ	10/0.156				
№ класу	6	7	8	9	10
Центр класу	0.93	0.96	0.97	0.98	0.99
Межі класу	0.92...0.94	0.95...0.96	0.96...0.97	0.97...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	5				
Со, дБ	3.0				
М / Срр, дБ	5/1.4967				
№ класу	1	2	3	4	5
Центр класу	0,35	0,93	0,96	0,98	0,99
Межі класу	0.0...0.52	0.53...0.94	0.95...0.96	0.97...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	5					
Со, дБ	2.0					
М / Срр, дБ	6/ 0.9553					
№ класу	1	2	3	4	5	6
Центр класу	0.26	0.88	0.94	0.97	0.98	0.99
Межі класу	0.0...0.45	0.46...0.91	0.92...0.95	0.96...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	5					
Со, дБ	1.0					
М / Срр, дБ	10/ 0.3072					
№ класу	1	2	3	4	5	6
Центр класу	0.19	0.52	0.64	0.85	0.92	0.94
Межі класу	0.0...0.34	0.35...0.57	0.58...0.74	0.75...0.88	0.89...0.92	0.93...0.94

Продовження таблиці 3.1

N	5			
Со, дБ	1.0			
М / Срр, дБ	10/ 0.3072			
№ класу	7	8	9	10
Центр класу	0.96	0.97	0.98	0.99
Межі класу	0.95...0.96	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1,0

Продовження таблиці 3.1

N	5							
Co, дБ	0,5							
M / Ccp, дБ	13/ 0.1620							
№ класу	1	2	3	4	5	6	7	8
Центр класу	0.13	0.37	0.40	0.63	0.81	0.87	0.91	0.94
Межі класу	0.0...0.25	0.26...0.38	0.39...0.49	0.50...0.71	0.72...0.84	0.85...0.89	0.90...0.92	0.93...0.95

Продовження таблиці 3.1

N	5				
Co, дБ	0,5				
M / Ccp, дБ	13/ 0.1620				
№ класу	9	10	11	12	13
Центр класу	0,95	0,96	0,97	0,98	0,99
Межі класу	0.941...0.95	0.951...0.96	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=6					
Co, дБ / M	3 дБ / 6					
Ccp, дБ	6/ 1.4673					
№ класу	1	2	3	4	5	6
R центру	0.34	0.91	0.95	0.97	0.98	0.99
Межі класу	0.0...0.51	0.52...0.92	0.93...0.95	0.96...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=6						
Co, дБ / M	2 дБ / 7						
Ccp, дБ	7/ 0.7661						
№ класу	1	2	3	4	5	6	7
R центру	0.27	0.81	0.9	0.94	0.97	0.98	0.99
Межі класу	0...0.45	0.46...0.85	0.86...0.91	0.92...0.95	0.96...0.97	0.971...0.98	0.99...1.00

Продовження таблиці 3.1

N	N=6					
Co, дБ / М	1 дБ / 11					
Сср, дБ	11/ 0.2968					
№ класу	1	2	3	4	5	6
R центру	0.18	0.5	0.65	0.84	0.9	0.93
Межи класу	0...0.33	0.34...0.56	0.57...0.74	0.75...0.87	0.88...0.91	0.92...0.93

Продовження таблиці 3.1

N	N=6				
Co, дБ / М	1 дБ / 11				
Сср, дБ	11/ 0.2968				
№ класу	7	8	9	10	11
R центру	0.95	0.96	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0.94...0.95	0.951...0.96	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=6					
Co, дБ / М	0.5 дБ / 14					
Сср, дБ	14/ 0.1458					
№ класу	1	2	3	4	5	6
R центру	0.13	0.35	0.55	0.65	0.8	0.87
Межи класу	0.0...0.24	0.25...0.44	0.45...0.59	0.6...0.71	0.72...0.83	0.84...0.88

Продовження таблиці 3.1

N	N=6					
Co, дБ / М	0.5 дБ / 14					
Сср, дБ	14/ 0.1458					
№ класу	7	8	9	10	11	12
R центру	0.9	0.93	0.94	.95	.96	0.97
Межи класу	0.89...0.91	0.92...0.93	0.931...0.94	0.941...0.95	0.951...0.96	0.961...0.97

Продовження таблиці 3.1

N	N=6	
Co, дБ / М	0.5 дБ / 14	
Сср, дБ	14/ 0.1458	
№ класу	13	14
R центру	0.98	0.99
Межи класу	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=7					
Co, дБ / М	3 дБ / 6					
Сср, дБ	1.5005					
№ класу	1	2	3	4	5	6
R центру	0.33	0.9	0.95	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0...0.51	0.52...0.92	0.93...0.95	0.96...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=7							
Co, дБ / М	2дБ / 8							
Сср, дБ	0.6985							
№ класу	1	2	3	4	5	6	7	8
R центру	0.26	0.74	0.88	0.93	0.96	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0...0.44	0.45...0.81	0.82...0.9	0.91...0.94	0.95...0.96	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1

Продовження таблиці 3.1

N	N=7					
Co, дБ / М	1 дБ / 11					
Сср, дБ	0.3300					
№ класу	1	2	3	4	5	6
R центру	0.17	0.48	0.76	0.86	0.91	0.94
Межи класу	0...0.32	0.33...0.58	0.59...0.81	0.82...0.88	0.89...0.92	0.93...0.94

Продовження таблиці 3.1

N	N=7				
Co, дБ / М	1 дБ / 11				
Сср, дБ	0.3300				
№ класу	7	8	9	10	11
R центру	0.95	0.96	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0.941...0.95	0.951...0.96	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=7					
Co, дБ / М	0.5 дБ / 15					
Сср, дБ	0.1624					
№ класу	1	2	3	4	5	6
R центру	0.13	0.36	0.55	0.74	0.83	0.88
Межи класу	0...0.24	0.25...0.44	0.45...0.62	0.63...0.78	0.79...0.85	0.86...0.88

Продовження таблиці 3.1

N	N=7					
Co, дБ / М	0.5 дБ / 15					
Сср, дБ	0.1624					
№ класу	7	8	9	10	11	12
R центру	0.9	0.92	0.93	0.94	0.95	0.96
Межи класу	0.89...0.9	0.91...0.92	0.921...0.93	0.931...0.94	0.941...0.95	0.951...0.96

Продовження таблиці 3.1

N	N=7		
Co, дБ / М	0.5 дБ / 15		
Сср, дБ	0.1624		
№ класу	13	14	15
R центру	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=8						
Co, дБ / М	3дБ / 6						
Сср, дБ	1.4496						
№ класу	1	2	3	4	5	6	7
R центру	0.33	0.89	0.94	0.96	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0...0.51	0.52...0.91	0.92...0.94	0.95...0.96	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1

Продовження таблиці 3.1

N	N=8						
Co, дБ / М	2 дБ / 9						
Сср, дБ	0.6812						
№ класу	1	2	3	4	5	6	
R центру	0.25	0.69	0.87	0.92	0.95	0.96	
Межи класу	0...0.43	0.44...0.77	0.78...0.89	0.9...0.93	0.94...0.95	0.951...0.96	

Продовження таблиці 3.1

N	N=8		
Co, дБ / М	2 дБ / 9		
Сср, дБ	0.6812		
№ класу	7	8	9
R центру	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=8					
Co, дБ / М	1 дБ / 12					
Сср, дБ	0.3370					
№ класу	1	2	3	4	5	6
R центру	0.18	0.48	0.75	0.86	0.9	0.93
Межи класу	0...0.32	0.33...0.58	0.59...0.8	0.81...0.87	0.88...0.91	0.92...0.93

Продовження таблиці 3.1

N	N=8					
Co, дБ / М	1дБ / 12					
Сср, дБ	0.3370					
№ класу	7	8	9	10	11	12
R центру	0.94	0.95	0.96	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0.931...0.94	0.941...0.95	0.951...0.96	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

Продовження таблиці 3.1

N	N=8					
Co, дБ / М	0.5 дБ / 16					
Сср, дБ	0.1569					
№ класу	1	2	3	4	5	6
R центру	0.12	0.35	0.53	0.71	0.82	0.87
Межи класу	0...0.23	0.24...0.43	0.44...0.6	0.61...0.76	0.77...0.84	0.85...0.87

Продовження таблиці 3.1

N	N=8					
Co, дБ / М	0.5 дБ / 16					
Сср, дБ	0.1569					
№ класу	7	8	9	10	11	12
R центру	0.89	0.91	0.92	0.93	0.94	0.95
Межи класу	0.88...0.89	0.9...0.91	0.911...0.92	0.921...0.93	0.931...0.94	0.941...0.95

Продовження таблиці 3.1

N	N=8			
Co, дБ / М	0.5 дБ / 16			
Сср, дБ	0.1569			
№ класу	13	14	15	16
R центру	0.96	0.97	0.98	0.99
Межи класу	0.951...0.96	0.961...0.97	0.971...0.98	0.99...1.0

ДОДАТОК Д ДОВІДКИ ПРО ВИКОРИСТАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

ДОВІДКА

про використання результатів дисертаційної роботи
Сакович Анастасії Андріївни
«Дискретно-адаптивні алгоритми обробки сигналів в умовах комплексу
завад» у науково-дослідницькій діяльності
Національного університету «Одеська політехніка»

Довідка видана в тому, що у науково-дослідницькій діяльності Національного університету «Одеська політехніка» використані наступні результати, отримані у дисертаційній роботі Сакович Анастасії Андріївни:

- оптимальний за критерієм усередненого по фазі сигналу (φ_c) відношення правдоподібності, а також оптимальний за критерієм максимуму усередненого по φ_c «показника якості виявлення» одноканальний виявник «дружно» флюктуючого пакету когерентних імпульсів в умовах адитивної суміші корельованої та некорельованої гаусових завад;
- метод порівняння ефективності виявників з класу нелінійних структур за показником поліпшення, що є відношенням величин сигнал/завада на виході нелінійної системи та на її вході, усереднений за всіма можливими радіальними швидкостями цілі;
- метод синтезу дискретно-адаптивних систем що мінімізує число режимів завадозахисту та оптимізує параметри дискретно-адаптивної системи обробки сигналів при додатковому обмеженні на величину втрат в ефективності порівняно з системами з безперервною перебудовою параметрів;
- метод виявлення несинхронної імпульсної завади що ефективно працює в умовах адитивної суміші некорельованої та потужної дискретної завади відстанню корельованої завади при наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту радіотехнічної системи.

Дисертація є складовою частиною держбюджетної науково-дослідної роботи №201-57 «Моделювання та оптимізація параметрів телекомунікаційних систем та мереж», Одеська політехніка, 2021-2025. (№ держ. реєстрації 0121U111053).

Проректор



Дмитро ДМИТРИШИН

ДОВІДКА

про використання результатів дисертаційної роботи
Сакович Анастасії Андріївни
«Дискретно-адаптивні алгоритми обробки сигналів в умовах комплексу
завад» у діяльності ТОВ БФ «Секрет Сервіс»

Довідка видана в тому, що у виробничій діяльності товариства з обмеженою відповідальністю БФ «Секрет Сервіс» використані наступні результати, отримані у дисертаційній роботі Сакович Анастасії Андріївни:

- підхід до побудови структурної схеми системи обробки цифрового сигналу що передбачає по чергову компенсацією різномірних завад, які входять до комплексу, і містить для керування режимами аналізатор завадової обстановки;

- метод виявлення імпульсної завади, що ефективно працює в умовах адитивної суміші потужних некорельованої та корельованої завад при наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту пристрою.

Запропоновані Сакович Анастасією Андріївною науково-технічні рішення дозволили підвищити ефективність цифрових систем диспетчеризації засобів автоматики, що задіяні на нашому підприємстві.

Результати дисертаційної роботи використані у науково-дослідній роботі по Договору БФ «Секрет Сервіс» з Національним університетом «Одеська політехніка №1973-57 (01.12.2025 - 31.03.2026)

Директор



Олексій ГУРА

ДОВІДКА

про використання результатів дисертаційної роботи
Сакович Анастасії Андріївни
«Дискретно-адаптивні алгоритми обробки сигналів в умовах комплексу
завад» у діяльності ТОВ «ТЕХНОКОМ-СЕРВІС»

Довідка видана про те, що у діяльності ТОВ «ТЕХКОМ-СЕРВІС» були використані результати дисертаційної роботи Сакович Анастасії Андріївни на тему: «Дискретно-адаптивні алгоритми обробки сигналів в умовах комплексу завад».

У практичній діяльності підприємства застосовано підхід до побудови структурної схеми системи обробки цифрових сигналів, що передбачає поетапну компенсацію різномірних завад, які входять до складу завадового комплексу, із використанням аналізатора завадової обстановки для керування режимами роботи системи.

Крім того, у роботі підприємства використано метод виявлення імпульсних завад, який забезпечує ефективне функціонування в умовах дії адитивної суміші потужних некорельованих і корельованих завад за наявності обмежень на динамічний діапазон приймального тракту.

Впровадження запропонованих науково-технічних рішень сприяло підвищенню ефективності цифрових систем диспетчеризації та автоматизації, що використовуються на підприємстві.

Директор



Дячишина Олена Володимирівна