

Міністерство освіти і науки України
Національний аерокосмічний університет
ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Кошарський Володимир Віталійович

УДК 621.396.96

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОД ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ СЕЛЕКЦІЇ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧ
У ВЕРТОЛЬОТНОМУ РАДАРІ**

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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



Володимир КОШАРСЬКИЙ

(підпис)

Науковий керівник

Волосяк Валерій Костянтинович, доктор технічних наук, професор

АНОТАЦІЯ

Кошарський Володимир Віталійович. Метод поляризаційної селекції ліній електропередач у вертольотному радарі. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії з галузі знань 17 Електроніка та телекомунікації за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка. – Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, 2024.

Дисертаційна робота спрямована на розроблення та дослідження методу поляризаційної селекції ліній електропередач, що спостерігаються на тлі підстильної поверхні, для підвищення безпеки польотів вертольотів на малих висотах. Запропонований метод та алгоритм пропонується використовувати у якості доповнення до бортових радарів для підвищення безпеки польотів вертольотів на малих висотах. Таким чином мета дослідження – підвищення безпеки польотів вертольотів на малих висотах за рахунок створення оптимального методу поляризаційної селекції ліній електропередачі незалежно від ракурсу їх спостереження.

Об'єктом дослідження є поляризаційні характеристики радіолокаційних сигналів, відбитих підстильною поверхнею та малопомітними радіолокаційними об'єктами.

Предметом дослідження є методи та алгоритми поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні у бортовому радарі для підвищення безпеки польотів вертольотів на малих висотах.

Необхідність проведення дослідження пов'язана з тим, що під час виконання операцій зі застосуванням вертольотів на малих висотах є ризики зіткнення з лініями електропередач (ЛЕП), опорами, вежами, будівлями і деревами незалежно від ракурсу їх спостереження. У світі наразі ведуться дослідження та розробки над новими методами виявлення ЛЕП, проте більшість з існуючих методів, що не відносяться до радіолокаційних, мають низьку ймовірність виявлення об'єктів за

несприятливих погодних умовах (дощ, туман, сніг, тощо) та польотах в нічний час, що наражає членів екіпажу та пасажирів на небезпеку.

Радіолокаційні методи та алгоритми, над якими наразі ведуться розробки, оснований на використанні поляризаційних характеристик сигналів. Найбільшою проблемою таких система, методів та алгоритмів є наявність окрім корисного сигналу завад. Дану проблему пропонується вирішити шляхом синтезу методу поляризаційної селекції, оскільки це дозволить виділити на фоні завад об'єкти спостереження. Задля вирішення мети дисертаційного завдання було вирішено ряд завдань.

Перш за все було проведено дослідження поляризаційних характеристик ліній електропередач у безлунній камері, їх залежності від частоти зондуючого сигналу та ракурсу спостереження. Отримані результати експериментальних досліджень формують базис для подальшого вирішення задачі поляризаційної селекції ЛЕП. Дослідження зразків дротів різного діаметру показали, що існує залежність між діаметром дротів, ракурсом спостереження, поляризацією сигналу та ефективною площею розсіювання що випромінюється передавачем від. Дослідження ефективною площею розсіювання (ЕПР) зразків електричних дротів різного діаметру показали, що їх ЕПР залежить від їх товщини, ракурсу спостереження та поляризації сигналу зондування. При проектуванні радарів виявлення ЛЕП потрібно враховувати, що питома ЕПР дротів є значно меншою, ніж ЕПР дротів ЛЕП, опор, веж, тощо. Тому необхідно використовувати методи поляризаційної селекції об'єктів дослідження на тлі підстильної поверхні.

За критерієм максимуму функціоналу правдоподібності синтезовано оптимальний метод поляризаційної селекції сигналів у вертольотному радарі. Особливість отриманого методу в тому, що він враховує коефіцієнт адаптації та коефіцієнт кореляції між вертикальною та горизонтальною складовою отриманого сигналу. Отримано коефіцієнти, що характеризують ефективність поляризаційної селекції з потрібною компенсацією пасивних завад в залежності від електрофізичних властивостей підстильної поверхні та об'єкту виявлення.

Проведено імітаційне моделювання радіолокаційних сигналів 3 мм діапазону радіохвиль, відбитих підстильною поверхнею та малопомітними поляризаційно-анізотропними об'єктами. Отримана імітаційна модель враховує поляризацію сигналів зондування, електрофізичні властивості та геометричні характеристики підстильної поверхні. Виконано імітаційне моделювання алгоритму поляризаційної селекції малопомітних об'єктів з потрібною адаптивною компенсацією завад. У результатах демонструється загальна працездатність синтезованого методу поляризаційної селекції ліній електропередач.

Ключові слова: міліметровий діапазон, поляризаційна селекція, кореляційна функція, ефективна площа розсіювання, метод максимуму правдоподібності, цифрова обробка сигналів, дистанційне зондування, складність зображення, якість сигналу, діапазон частот, білий шум, зондуючий сигнал, оптимальний алгоритм.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., & Nezhalskaya, K. (2021). Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 0(1), 50-59. doi:10.32620/reks.2021.1.04.

2. Volodimir Pavlikov, Konstantin Belousov, Simeon Zhyla, Eduard Tserne, Olexandr Shmatko, Anton Sobkolov, Dmytro Vlasenko, Volodimir Kosharskyi, Olexiy Odokiienko, Mykola Ruzhentsev "Radar imaging complex with SAR and ASR for aerospace vechicle", *Radioelectronic and computer systems*, № 3, 2021, pp. 67-78, doi: 10.32620/reks.2021.3.06

3. V. V. Kosharskyi, M. V. Nechyporuk, V. H. Nguyen, V. V. Pavlikov, O. V. Odokienko, V. K. Volosyuk, and E. O. Tserne, "Algorithm for unbiased estimation of microwave radiation parameters in a modulation radiometer," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, № 10, 2020, pp. 865-881. doi:10.1615/TelecomRadEng.v79.i10.40.

4. N. V. Ruzhentsev, V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla, V. V. Kosharskyi, G. S. Cherepnin, and E. O. Tserne, "UAV target detection using radiometers of X, K, KA, and W bands," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, № 17, 2020, pp. 1489-1512. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i17.10.4.

5. Волосюк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Руженцев М. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В. Синтез оптимального алгоритму поляризаційної селекції корисних сигналів на фоні пасивних завод в радарі з синтезуванням апертури // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2020., № 4(164)., с. 109-115. doi: 10.32620/aktt.2020.4.14

6. Волосюк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Церне Е. О. Оптимізація структури багатоканального бортового радару з синтезуванням апертури антени та алгоритмом селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2020., № 5(165)., с. 103-108. doi: 10.32620/aktt.2020.5.13

7. Волосяк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Попов А. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Яковлєв В. Г., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д. Оптимізація поляризаційно-доплерівської селекції малорозмірних об'єктів на тлі підстильної поверхні // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2021., № 6., с. 49-61. doi: 10.32620/aktt.2021.6.06

8. Волосяк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Попов А. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Яковлєв В. Г., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д. Дослідження якісних показників поляризаційної селекції об'єктів на фоні пасивних завад в поляризаційно-доплерівській радіолокаційній системі // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2021., № 6., с. 62-73. doi: 10.32620/aktt.2021.6.07

9. V. Volosyuk, V. Pavlikov, M. Nechyporuk, S. Zhyla, N. Ruzhentsev and V. Kosharskyi, "Optimal Algorithms Synthesis for Polarization Selection of Useful Signals on the Background of Passive Interference in Synthetic Aperture Radars," 2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), 2020, pp. 452-456, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9468010.

10. V. Volosyuk, V. Pavlikov, M. Nechyporuk, S. Zhyla, V. Kosharskyi and E. Tserne, "Structure Optimization of the Multi-Channel On-Board Radar with Antenna Aperture Synthesis and Algorithm for Power Line Selection on the Background of the Earth Surface," 2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), 2020, pp. 775-778, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9467898.

11. V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, V. Kosharskyi, A. Popov and O. Odokienko, "Optimization of Polarization-Doppler Selection Small-sized Objects on the Background of the Earth Surface," 2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), 2022, pp. 559-563, doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9766943.

ABSTRACT

Kosharskyi Volodymyr Vitaliiovich. The method of polarization selection of power lines in a helicopter radar. – Qualification scientific work on the rights of manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy (PhD) in the field of knowledge 17 Electronics and Telecommunications, specialty 172 Telecommunications and Radio Engineering. – National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, 2024.

The dissertation is aimed at developing and researching a method for polarization selection of power lines observed against the background of the underlying surface to enhance the safety of low-altitude helicopter flights. The proposed method and algorithm are suggested to be used as an addition to onboard radars to improve the safety of low-altitude helicopter flights. Thus, the objective of the research is to enhance the safety of low-altitude helicopter flights by creating an optimal method for polarization selection of power lines, regardless of their observation angle.

The object of the research is the polarization characteristics of radar signals reflected by the underlying surface and low-visibility radar objects.

The subject of the research is the methods and algorithms for polarization selection of power lines against the background of the earth's surface in an onboard radar to enhance the safety of low-altitude helicopter flights.

The necessity for conducting this research is related to the risks of collisions with power lines (PWL), poles, towers, buildings, and trees during low-altitude helicopter operations, regardless of their observation angle. Currently, research and development of new methods for detecting power lines are being carried out worldwide. However, most of the existing methods that are not radar-based have a low probability of detecting objects under adverse weather conditions (rain, fog, snow, etc.) and during night flights, which poses a danger to crew members and passengers.

Radar methods and algorithms currently under development are based on the use of polarization characteristics of signals. The main problem with such systems, methods, and algorithms is the presence of interference along with the useful signal. This problem

is proposed to be solved by synthesizing a method of polarization selection, as it will allow distinguishing observation objects against the background of interference. To achieve the goal of the dissertation, several tasks were accomplished.

First of all, the polarization characteristics of power lines were studied in an anechoic chamber, examining their dependence on the frequency of the probing signal and the observation angle. The obtained experimental results form the basis for further solving the problem of polarization selection of power lines. Studies of wire samples with different diameters showed that there is a dependence between the wire diameter, observation angle, polarization of the signal, and effective scattering area emitted by the transmitter. The study of the effective scattering area (ESA) of electrical wire samples of different diameters showed that their ESA depends on their thickness, observation angle, and the polarization of the probing signal. When designing radars for power line detection, it should be taken into account that the specific ESA of wires is significantly smaller than the ESA of power line wires, poles, towers, etc. Therefore, it is necessary to use methods of polarization selection of research objects against the background of the underlying surface.

Based on the criterion of maximum likelihood function, an optimal method for polarization selection of signals in a helicopter radar has been synthesized. The feature of the obtained method is that it takes into account the adaptation coefficient and the correlation coefficient between the vertical and horizontal components of the received signal. Coefficients characterizing the efficiency of polarization selection with triple compensation of passive interference depending on the electrophysical properties of the underlying surface and the detection object have been obtained.

Simulated modeling of radar signals in the 3 mm wavelength range, reflected by the underlying surface and low-visibility polarization-anisotropic objects, has been conducted. The obtained simulation model takes into account the polarization of the probing signals, electrophysical properties, and geometric characteristics of the underlying surface. Simulated modeling of the polarization selection algorithm for low-visibility objects with triple adaptive interference compensation has been performed. The

results demonstrate the overall functionality of the synthesized method for polarization selection of power lines.

Keywords: millimeter wave range, polarization selection, correlation function, effective scattering area, maximum likelihood method, digital signal processing, remote sensing, image complexity, signal quality, frequency range, white noise, probing signal, optimal algorithm.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	1
ABSTRACT	7
ЗМІСТ	10
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	12
ВСТУП.....	13
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПРОБЛЕМИ РОЗПІЗНАВАННЯ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧ ТА МЕТОДІВ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ СЕЛЕКЦІЇ	23
1.1 Методи та системи виявлення ліній електропередач	23
1.1.1 Бортові системи виявлення електромагнітного поля	25
1.1.2 Лазерні системи виявлення завад	26
1.1.3 Оптичні системи виявлення ліній електропередачі.....	27
1.1.4 Радіолокаційні системи виявлення ліній електропередачі.....	29
1.2 Сучасний стан радіолокаційної поляриметрії	32
1.3. Методи поляризаційної селекції	36
Висновок до розділку	40
РОЗДІЛ 2 ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ПОРТРЕТІВ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧ.....	41
2.1 Поняття поляризації електромагнітної хвилі та матриці розсіювання	41
2.2 Загальний опис безлунної камери	50
2.3 Стенд експериментального дослідження ефективної площі розсіювання....	52
2.4 Забезпечення метрологічних характеристик вимірювального стенду.....	55
2.5 Дослідження та методика вимірювань характеристик лінії електропередачі	59
2.6 Результати експериментальних досліджень	61
Висновок до розділу.....	65

РОЗДІЛ 3 ОПТИМІЗАЦІЯ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ СЕЛЕКЦІЇ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДЧ. РОЗРОБКА ПРАКТИЧНОГО АЛГОРИТУ ТА МЕТОДУ	66
3.1 Математичний опис структури корисних сигналів та завад	66
3.2 Фізичні особливості завадових сигналів різних поляризацій	70
3.3 Метод поляризаційної селекції корисних сигналів.....	76
3.3 Дослідження ефективності показників поляризаційної компенсації завад ..	89
3.4 Дослідження показників рівня поляризаційної селекції корисних сигналів	104
Висновок до розділу.....	120
РОЗДІЛ 4 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ПЕРЕВІРКА МЕТОДУ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ СЕЛЕКЦІЇ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧ.....	121
4.1 Методика моделювання сигналів відбитих від земної поверхні з урахуванням ЕПР у вертолітному радарі	121
4.2 Імітаційне моделювання земної поверхні та відбитих об'єктом сигналів ..	124
4.3 Дослідження потенційних характеристик методу поляризаційної селекції з потрібною компенсації завад	128
4.3 Результати експериментальних досліджень методу поляризаційної селекції ліній електропередач	143
Висновок до розділу.....	154
ВИСНОВКИ.....	156
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	158
ДОДАТОК А.....	181
ДОДАТОК Б.....	182

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

HELLAS – Helicopter Laser Radar system;

LIDAR – Light Identification, Detection and Ranging;

LOAM – Laser Obstacle Avoidance and Monitoring;

NTSB - National Transportation Safety Board;

PWL – Power line;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

ЕПР – Ефективна площа розсіювання;

РЛС – радіолокаційна станція;

ЛЕП – Лінії електропередач;

НБРТ – Національного бюро розслідувань на транспорті України;

ВСТУП

Актуальність теми. Вертольоти, або гелікоптери, є важливими повітряними транспортними засобами, які використовуються для різних завдань, таких як рятувальні операції, військові місії, медична евакуація, транспортування вантажів і пасажирів, а також для наукових і екологічних досліджень [13-14]. За даними Національної ради з безпеки на транспорті (National Transportation Safety Board, NTSB) розвідувального агентства Федерального уряду Сполучених Штатів Америки та даними Національного бюро розслідувань на транспорті України (НБРТ) проблема зіткнення вертольотів досі є актуальною [15-26]. Більшість операцій за участю вертольотів виконуються на малих висотах, що створює ризики зіткнення з різними перешкодами, такими як лінії електропередач, будівлі, дерева, тощо.

За регламентом операції за участю вертольотів необхідно попередньо спланувати та узгодити для запобігання зіткнень з перешкодами та іншими транспортними засобами. Планування маршруту польоту досить важливим етапом польоту, яким часто нехтують, що призводить до різних авіаційних подій [15-26]15, таких як зіткнення вертольоту з перешкодами, земною поверхнею, іншими транспортними засобами малої авіації, тощо. Насамперед проблема відсутності планування польотів зв'язана з збільшенням кількості приватних авіаційних транспортних засобів, відсутності мап висот для деяких ділянок місцевості, виконання непередбачуваних операцій (рятувальні операції, медична евакуації, військові задачі, тощо) [13-14]. Навіть при плануванні маршруту польоту вертольоту не дає 100% гарантії уникнення авіаційних подій (зіткнення з об'єктами, пошкодження вертолїтну, відхилення від траєкторії польоту, тощо), так як при виконанні операцій всі фактори, які можуть вплинути на політ не можливо передбачити. Найбільшою небезпечними об'єктами для вертольотів виступають вежі, опори та дроти ліній електропередач (ЛЕП). Пілоту дані об'єкти, особливо лінії електропередач, досить важко помітити на фоні рельєфу. Тому необхідно створити систему, яка буде попереджати пілота про наближення до таких перешкод.

На сьогоднішній день забезпечення безпеки польотів вертольотів на малих висотах приділяється значна увага вчених у провідних країнах світі, такі як Сполучені Штати Америки, Китай, Туреччина, Ізраїль, Японія. Вони займаються розробленням подібних задач та методів у оптичному [27-29], інфрачервоному [30] і радіодіапазонах [31-38]. Застосування оптичного та інфрачервоного діапазону не є ефективним при роботі в широкому діапазоні метеоумов (дощ, град, сніг, туман, тощо), тому найбільш перспективним є радіодіапазон. У США розроблено надвтулочний радар H025[39] Ka-діапазону хвиль встановлений на деякі серії вертольотів Apache. Турецькими вченими İ. Ünal і S. Eker [40] проводяться дослідження радарів з круговою поляризацією на частотах 77 ГГц та 94 ГГц, вони відмічають перспективність використання радарів на центральній частоті 94 ГГц, але поки готових рішень не було представлено в доступній літературі. У Китаї проходять тестування [41] методи формування радіозображень на міліметрових хвилях та допрацьовують [42] лідари під задачі попередження зіткнення. Відомо про створення в Ізраїлі надвтулочного радара Milsar про який нажаль у відкритому доступі відсутня інформація. Досить цікаві результати були отримані S. Futatsumori та N. Miyazaki [43-44], які розробили два концепти радарів з круговою поляризацією сигналів на частотах 77 ГГц та 94 ГГц. У роботі міжнародних вчених [45] відмічається перспективність розроблення систем попередження зіткнення та вказується, що між 1994 р. і 2018 р. у авіаційних подій за участю вертольотів сталося 119 інцидентів зіткнення вертольотів з опорами та дротами ліній електропередач (дані National Transportation Safety Board [26]). Приведені вище дослідження та розробки вказують, що підвищення безпеки польотів є досить важливою задачею, яку намагаються вирішувати у провідних державах світу. Одна з проблем виявлення таких об'єктів, як вежі, опори та дроти ліній електропередач за допомогою вертолітних радарів полягає в тому, що відбитий поверхнею сигнал є більшим, ніж сигнали від малопомітних об'єктів.

Виходячи з наведено можна стверджувати, що на сьогодні постала актуальна наукова задача створення методу поляризаційної селекції ліній електропередач у вертольотному радарі. Реалізація такого методу дозволить виділяти ЛЕП на фоні

підстильної поверхні, що підвищать безпеку польотів вертольотів на малих висотах.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Робота виконувалася у межах наукової роботи кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», у яких автор був виконавцем, а саме: «Вертольотний (для Мі-2МСБ-В, Мі-8МТВ-МСБ1, Мі-8МТВ-В, Мі-24В-МСБ) радар попередження зіткнення з перешкодами для безпеки польотів на малих висотах» №ДР 0121U109598

Мета і завдання дослідження.

Мета – підвищення безпеки польотів вертольотів на малих висотах за рахунок створення оптимального методу поляризаційної селекції ліній електропередачі незалежно від ракурсу їх спостереження.

Для досягнення поставленої мети дослідження потрібно вирішити наступні завдання:

- 1) проаналізувати існуючі методи та системи виявлення перешкод;
- 2) провести дослідження поляризаційних характеристик ліній електропередач;
- 3) провести аналіз існуючих методів поляризаційної селекції;
- 4) виконати математичну формалізацію моделей зондуючих та віддзеркалених сигналів з урахуванням завад та розробити функціонали правдоподібності для вирішення задачі оптимальної поляризаційної селекції радіолокаційних об'єктів;
- 5) синтезувати метод оптимальної поляризаційної селекції радіолокаційних об'єктів;
- 6) розробити практичний алгоритм поляризаційної селекції ліній електропередач у вертольотному радарі на основі вирішення оптимізаційної задачі сумісної статистичної обробки сигналів різних поляризацій;
- 7) провести імітаційне моделювання сигналів відбитих від ліній електропередач та земної поверхні;

8) провести імітаційне моделювання алгоритмів поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні;

9) експериментально дослідити працездатність розробленого алгоритму поляризаційної селекції ліній електропередач у вертольотному радарі.

Об'єкт дослідження – поляризаційні характеристики радіолокаційних сигналів, відбитих підстильною поверхнею та малопомітними радіолокаційними об'єктами.

Предмет дослідження – методи та алгоритми поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні у бортовому радарі для підвищення безпеки польотів вертольотів на малих висотах.

Методи дослідження:

- методи математичної статистики, теорії оптимальних рішень, методи статистичного синтезу радіотехнічних систем;
- методи електродинамічного та ймовірнісного імітаційного моделювання;
- метод експериментальних досліджень в натурних умовах.

Наукова новизна одержаних результатів:

- Вперше на основі вирішення задачі статистичної оптимізації сумісної обробки сигналів різних поляризацій синтезовано метод поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні для вертольотних радарів, який відрізняється від відомих потрійною ваговою компенсацією завад, обумовлених відбиттями сигналів від земної поверхні. Потрійна компенсація завад, як результат строгого математичного вирішення статистичної оптимізаційної задачі в рамках метода максимуму функції правдоподібності, забезпечує найбільшу ефективність селекції в порівнянні з відомими методами.

- Вперше досліджені показники ефективності синтезованого методу оптимальної поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні в залежності від електрофізичних властивостей підстильної поверхні та об'єктів виявлення, співвідношення сигнал/завада та коефіцієнту кореляції завадового випромінювання на різних поляризаціях.

- Отримав подальшого розвитку метод імітаційного моделювання радіолокаційних сигналів 3 мм діапазону радіохвиль, відбитих підстильною поверхнею та малопомітними поляризаційно-анізотропними об'єктами, що на відміну від існуючих враховує поляризацію зондуючих та розсіяних електромагнітних хвиль, електрофізичні властивості та геометричні характеристики підстильної поверхні та об'єктів виявлення.

- Суттєву новизну мають результати експериментальних досліджень поляризаційних характеристик багатожильних дротів ліній електропередач у широкому діапазоні довжин радіохвиль, які на відміну від відомих враховують кросполяризацію відбитих сигналів.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Отримані результати експериментальних досліджень радіолокаційних характеристик ліній електропередач можуть бути використані при синтезі алгоритмів поляризаційної селекції та в розрахунках відповідних якісних показників.

2. Теоретичні результати та імітаційні моделі становлять підґрунтя для розробки створення радарів поляризаційної селекції об'єктів на фоні підстильної поверхні, а також програмно-алгоритмічного та схемо-технічного забезпечення ефективної обробки сигналів ортогональних поляризацій.

3. Отримані результати експериментальних досліджень можуть бути використані при виборі технічних характеристик радіолокаційних пристроїв і режимів їх роботи.

4. Теоретичні висновки та комп'ютерне моделювання можуть бути використанні в освітньому процесі у навчальних дисциплінах: «Статистична теорія радіотехнічних систем», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Статистична динаміка систем радіоавтоматики», «Математичні методи моделювання і оптимальних рішень» (Додаток А).

Особистий внесок здобувача. Всі основні результати, що виносяться на захист, отримані автором самостійно. Наукових роботах, опублікованих в

співавторстві, з питань, що стосуються цього дослідження, автору належать наступні результати, які полягають у:

- частковому рішенні задачі статистичного синтезу методу оцінки радіолокаційного перерізу РЛС із синтетичною апертурою з планарною антенною решіткою [1].

- розроблені структурної схеми радіотехнічного комплексу на основі обробки сигналів в радіосистемі з активним апертурним синтезом [2].

- частковому рішенні задачі синтезу оптимального алгоритму оцінки спектральної густини потужності сигналу або інших пов'язаних з нею параметрів в радіометрії з нестабільним підсиленням [3];

- частковому рішенні задачі синтезу алгоритму виявлення об'єктів спостереження за аналізом даних реєстрації його радіотеплового випромінювання в суміші з атмосферним випромінюванням і внутрішнім шумом приймача [4];

- частковому рішенні задачі оптимального алгоритму обробки сигналів в поляриметричному багатоканальному радарі аерокосмічного базування [5,10];

- розробленні структурної схеми бортового поляриметричного радару з синтезуванням апертури при селекцією ліній електропередач на тлі підстильної поверхні на основі оптимального алгоритму комплексування сигналів радіотехнічної системи з синтезуванням апертури [6,11].

- досліджені показники ефективності синтезованого методу оптимальної поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні в залежності від електрофізичних властивостей підстильної поверхні та об'єктів виявлення, співвідношення сигнал/завада та коефіцієнту кореляції завадового випромінювання на різних поляризаціях [7-8, 12].

Апробація результатів дисертації. Результати дослідження апробовані на наступних міжнародних конференціях, праці яких індексуються у н.м.б.д. Scopus:

- 2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T 2020).

- 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics. (TCSET)

Публікації. Основні результати дослідження у восьми статтях (чотири статті входять до м.н.б.д. Scopus, чотири статті у виданні категорії «Б») та у трьох збірниках доповідей у працях міжнародних конференцій, матеріали яких індексуються у н.м.б.д. Scopus. . Загалом у н.м.б.д. Scopus відображено 12 робіт, а $h\text{-index}=4$ (Scopus ID: 57218710916). На основі результатів дисертаційної роботи отримано патент України на винахід.

Структура і об'єм дисертаційної роботи. Дисертація містить вступ, чотири розділи, висновки, список використаних джерел і 2 додаток. Повний об'єм дисертації 189 сторінок, у тому числі 22 сторінок списку використаних джерел у кількості 178 найменувань та додатки на 9 сторінок.

Список публікацій здобувача

Статті

1. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., & Nezhalskaya, K. (2021). Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 0(1), 50-59. doi:10.32620/reks.2021.1.04.

2. Volodimir Pavlikov, Konstantin Belousov, Simeon Zhyla, Eduard Tserne, Olexandr Shmatko, Anton Sobkolov, Dmytro Vlasenko, Volodimir Kosharskiy, Olexiy Odokienko, Mykola Ruzhentsev "Radar imaging complex with SAR and ASR for aerospace vehicle", *Radioelectronic and computer systems*, № 3, 2021, pp. 67-78, doi: 10.32620/reks.2021.3.06

3. V. V. Kosharskiy, M. V. Nechyporuk, V. H. Nguyen, V. V. Pavlikov, O. V. Odokienko, V. K. Volosyuk, and E. O. Tserne, "Algorithm for unbiased estimation of microwave radiation parameters in a modulation radiometer," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, № 10, 2020, pp. 865-881, doi:10.1615/TelecomRadEng.v79.i10.40.

4. N. V. Ruzhentsev, Valerii K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla, V. V. Kosharskiy, G. S. Cherepnin, and E. O. Tserne, "UAV target detection using radiometers of X, K, KA, and W bands," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, № 17, 2020, pp. 1489-1512. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i17.10.

5. Волосюк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Руженцев М. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В. Синтез оптимального алгоритму поляризаційної селекції корисних сигналів на фоні пасивних завад в радарі з синтезуванням апертури // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2020., № 4(164)., с. 109-115. doi: 10.32620/aktt.2020.4.14

6. Волосюк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Церне Е. О. Оптимізація структури багатоканального бортового радара з синтезуванням апертури антени та алгоритмом селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2020., № 5(165)., с. 103-108. doi: 10.32620/aktt.2020.5.13

7. Волосюк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Попов А. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Яковлєв В. Г., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д. Оптимізація поляризаційно-доплерівської селекції малорозмірних об'єктів на тлі підстильної поверхні // Авіаційно-космічна техніка і технологія. – 2021., № 6., с. 49-61. doi: 10.32620/aktt.2021.6.06

8. Волосюк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Попов А. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Яковлєв В. Г., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д. Дослідження якісних показників поляризаційної селекції об'єктів на фоні пасивних завад в поляризаційно-доплерівській радіолокаційній системі // Авіаційно-космічна техніка і технологія. – 2021., № 6., с. 62-73. doi: 10.32620/aktt.2021.6.07

Патент:

9. Спосіб формування сирих даних в рухомих радіолокаційних станціях з синтезуванням апертури. Патент України на винахід №. 127778. / Жила С.С., Волосюк В. К., Павліков В. В., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д., Кошарський В. В., Шматко О. О., Нежальська К. М., Мазуренко О. В.; 28.12.2023

Матеріали міжнародних конференцій:

10 V. Volosyuk, V. Pavlikov, M. Nechyporuk, S. Zhyla, N. Ruzhentsev and V. Kosharskyi, "Optimal Algorithms Synthesis for Polarization Selection of Useful Signals on the Background of Passive Interference in Synthetic Aperture Radars," 2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), 2020, pp. 452-456, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9468010.

11 V. Volosyuk, V. Pavlikov, M. Nechyporuk, S. Zhyla, V. Kosharskyi and E. Tserne, "Structure Optimization of the Multi-Channel On-Board Radar with Antenna Aperture Synthesis and Algorithm for Power Line Selection on the Background of the Earth Surface," 2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), 2020, pp. 775-778, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9467898.

12 V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, V. Kosharskyi, A. Popov and O. Odokienko, "Optimization of Polarization-Doppler Selection Small-sized Objects on the Background of the Earth Surface," 2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), 2022, pp. 559-563, doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9766943.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПРОБЛЕМИ РОЗПІЗНАВАННЯ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧ ТА МЕТОДІВ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ СЕЛЕКЦІЇ

1.1 Методи та системи виявлення ліній електропередач

В останні десятиліття авіаційні події за участю вертольотів викликають серйозні занепокоєння у сфері безпеки польотів. За даними Національного бюро розслідувань на транспорті України значна кількість аварій відбулась на низьких висотах, зокрема, при зіткненні з різними типами перешкод [15-25]. На рисунку 1.1 показано загальну кількість авіаційних подій за участю вертольотів з 2012 по 2023 рік. Загальна кількість авіаційних подій за участю вертольотів в Україні з 2013 по 2023 року склала 34 події, з яких 5,88% - події зв'язані з зіткненням з опорами та дротами ліній електропередач.

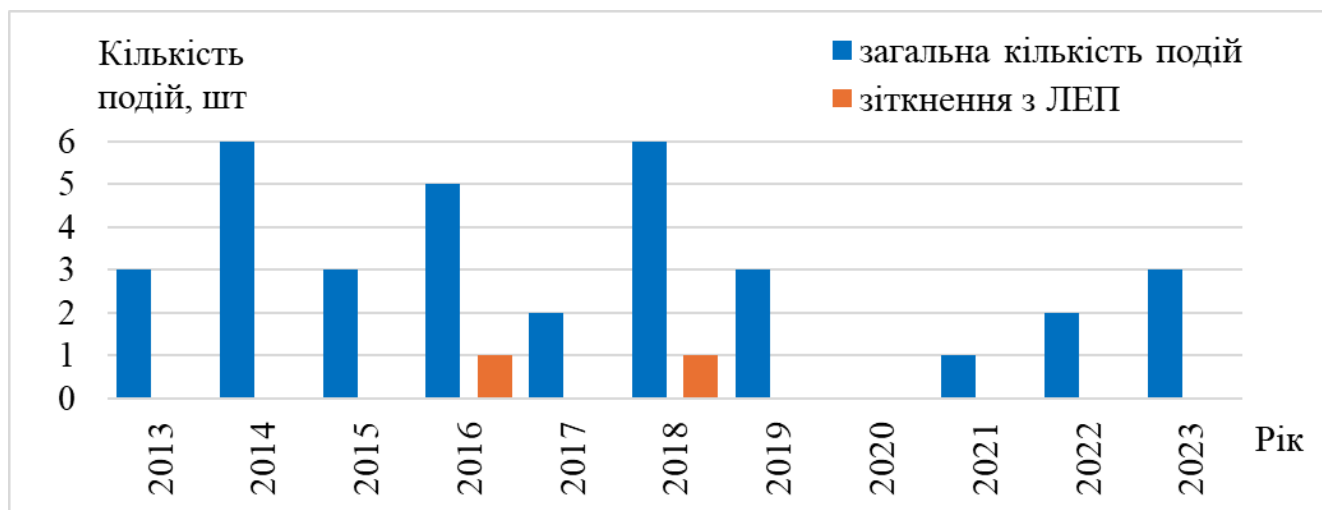


Рисунок 1.1 – Статистика загальної кількості авіаційних подій та за участю вертольотів за участю вертольотів з 2013 по 2023 рік за даними Національного бюро розслідувань на транспорті України

Для об'єктивності отриманих даних було проаналізовано статистику Національної ради з безпеки на транспорті (National Transportation Safety Board) розвідувального агентства Федерального уряду Сполучених Штатів Америки [26], де кількість авіаційних подій з вертольотами значно більша ніж в Україні. На рисунку 1.2 представлена статистика пошкодження вертольотів в результаті зіткнення з вежами та дротами ліній електропередач з 1994 року по 2018 рік. Загальна кількість авіаційних подій зіткнення вертольотів з дротами в США з 1994 по 2018 рік склала 214 події. Тільки з 1994 по 2003 за даними з 1911 авіаційних подій за участю вертольотів сталося 119 інцидентів зіткнення вертольотів з опорами та дротами ліній електропередач, що складає 6,23 % [26].



Рисунок 1.2 – Статистика загальної кількості зіткнень вертольотів з ЛЕП з 1994 по 2018 рік за даними Національної ради з безпеки на транспорті США.

Проаналізувавши статистику Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами на транспорті Україна [15-25] та National Transportation Safety Board [26], було виділено наступні причини пошкодження вертольотів в результаті зіткнення з лініями електропередачі:

- відсутність нормального візуального огляду;
- непомітність ліній електропередачі;

- недотримання достатньої відстані між вертольотом та дротами;
- низький кут Сонця;
- недотримання належної висоти;
- неправильне рішення пілота;
- відсутність планування маршруту;
- темрява та відсутність візуальних підказок;
- неможливість побачити та уникнути дротів;
- вибір невідповідної ділянки для посадки
- відволікання через наземну активність.

В результаті аналізу даних приведених вище можна зробити заключення, що після 2003 року кількість випадків зіткнення з об'єктами, особливо з опорами та дротами ЛЕП, зменшилось в середньому у два рази. Це свідчить про те, що методи та системи попередження про зіткнення створюються та вдосконалюються, але не на достатньому рівні. Так, у більшості авіаційних подій вертольоти не були обладнані жодним запобіжним пристроєм, який міг би попередити пілотів про наявні перешкоди. Необхідно виконати додатковий аналіз існуючих систем виявлення та запобіганням ліній електропередачі, щоб оцінити способи та методи виявлення перешкод, їх переваги та недоліки.

1.1.1 Бортові системи виявлення електромагнітного поля

Бортова система виявлення електромагнітного поля активних (по яким протікає струм) ліній електропередач, поблизу вертольоту від корпорації Safe Flight Instrument Corporation [47] представляє собою датчик (рис. 1.3-а) який розташовується у передній частині фюзеляжу під носом вертольоту і виявляє електромагнітне поле, що випромінюється активними (по яким протікає струм) ЛЕП та системи обробки і відображення отриманої інформації (рис. 1.3-б).

Після виявлення електромагнітного поля ЛЕП система виводить на індикатор попередження про наявність перешкоди, тобто ЛЕП. Додатково на аудіосистемі пілота виводиться звуковий сигнал подібний з звуком лічильника Гейгера. Частота

класифікація змінюється залежно від дальності до ЛЕП, так і від швидкості, з якою вертоліт наближається до перешкоди. Якщо потрібно, пілот може вибрати відключення звуку. Індикатор попередження горітиме доки не буде виявлено ЛЕП. Ручка, що контролює чутливість системи, дозволяє пілоту набирати попередження про незручності залежно від поточної операції.



Рисунок 1.3 – Датчик фіксації електромагнітного поля (а) та система обробки, індикації та виводу звукового сигналу (взято з [47])

Випробування показали, що дана система може виявити дроти ліній електропередач розраховані на напругу 22 кВ та розташовані на відстані 1600. При зменшенні напруги, яка протікає через дроти ЛЕП відповідно зменшується максимальна дальність виявлення. Основним недоліком такої системи є неможливість виявляти дротів ліній електропередач, через які не протікає струм.

1.1.2 Лазерні системи виявлення завад

Лазерні системи виявлення завад звичайно основані на технології Light Identification, Detection and Ranging (LIDAR) [48], яка стала основою для систем лазерного уникнення та моніторингу завад Laser Obstacle Avoidance and Monitoring (LOAM) [49] та Helicopter Laser Radar system (HELLAS) [50] зображені на рисунку 1.4).



а)



б)

Рисунок 1.4 – Система Laser Obstacle Avoidance and Monitoring (а) та система Helicopter Laser Radar system (б) (взято з [49-50]).

Обидві системи використовують безпечний для очей лазер з довжиною хвилі 1.55 мкм, який може виявляти завади на шляху вертольоту. Дві системи відрізняються лише шаблоном сканування: HELLAS виконує комбінацію горизонтального та вертикального сканування, тоді як LOAM виконує еліптичне сканування Палмера [51]. Також така система здебільшого знаходить габаритні об'єкти, наприклад, опори ЛЕП, а лінії електропередачі виявити нею набагато складніше. При несприятливих погодних умовах (наприклад, сніг, дощ, туман) поле огляду такої системи сильно зменшується, що призводить до неможливості виявляти малогабаритні об'єкти.

1.1.3 Оптичні системи виявлення ліній електропередачі

Оптичні системи виявлення об'єктів подібно до зору людини використовують щонайменше дві камери з високою роздільною здатністю, які розташовуються поруч та формують поле зору системи [27-38]. Залежно від розташування об'єкта в полі зору зображення, створені кожною з камер, будуть зміщені одне відносно одного. Відповідні пікселі на кожному зображенні можна ідентифікувати за допомогою комп'ютерного алгоритму, а геометричне співвідношення можна

використовувати для визначення відстані системи до об'єкта за допомогою відповідних пікселів і зсуву зображень. На рисунку 1.5 показано результати виявлення ЛЕП за допомогою оптичної системи.

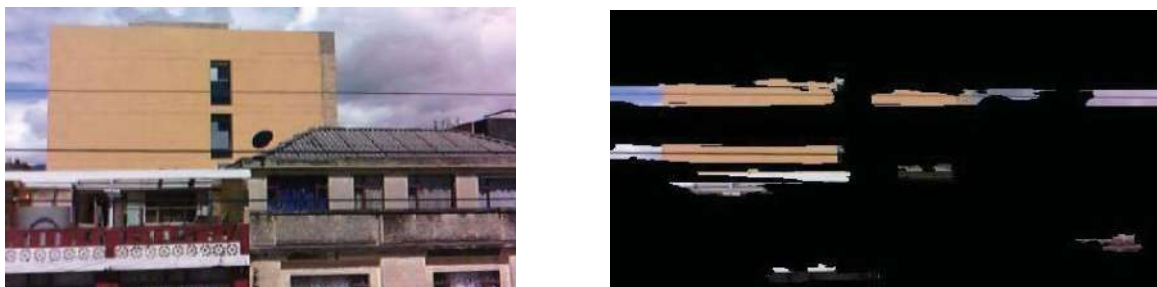


Рисунок 1.5 – Зображення місцевості проведення експерименту (зліва) та результати виділення об'єктів після обробки зображень (взято з [27])

Найбільш простим є повітряний маркер у формі кулі (рис. 1.6). Використання повітряних маркерів дає змогу виявляти дроти на неоднорідному фоні і збільшити ймовірність виявлення ЛЕП на однорідному фоні. При використанні маркерів алгоритм налаштовується саме для пошуку маркерів на зображеннях. Використання звичайної оптичної системи призводить, до неможливості її функціонування у темний період доби (увечері, вночі).



Рисунок 1.6 – Повітряні маркери

ЛЕП при протіканню струму через них нагріваються і виділяють теплове випромінювання, яке можна зафіксувати при використанні інфрачервоних тепловізійних камер високої роздільної здатності. Цей ефект використовується при

виявленні ЛЕП при несприятливих погодних умовах, які знижують зону огляду (тумане, дощ, сніг) та в темний час доби [30].

На рисунку 1.7 представлено зображення отримане інфрачервоною тепловізійною камерою ЛЕП. Для підвищення ймовірності виявлення ЛЕП використовується поєднання звичайних оптичних камер з високою роздільною здатністю та інфрачервоних тепловізійних камер.

Недоліком використанні інфрачервоних тепловізійних камер є необхідність в контрасті між ЛЕП та фоном, а також неможливості виявляти знеструмлені дроти.



Рисунок 1.7 – Лінії електропередачі у інфрачервоному спектрі (взято з [30])

1.1.4 Радіолокаційні системи виявлення ліній електропередачі

Радіолокаційні системи порівняно з лазерними та оптичними системами дають можливість більш точно виявляти малорозмірні цілі на фоні завад [29]. Загалом існує досить багато методів і алгоритмів виявлення об'єктів за допомогою радіолокації [32-33]. Але досить складно отримати високу ймовірність виявлення ЛЕП, особливо при наявності фонових завад [34-35, 47]. В реальному радіолокаційному середовищі наявність завади можуть збільшити частоту помилок виявлення.

Для покращення ймовірності виявлення на фоні завад зазвичай використовуються радіолокаційна поляриметрія [37-38]. Розрізнення цілі на фоні завад залежить від поляриметричних характеристик цілі [52].

Лінія електропередачі представляє собою багатожильний кабель з певною конфігурацією жил, зазвичай скручені з певною кількістю витків на одиницю довжини, та можливим покриттям ізоляційним шаром з стабільною структурою (рисунок 1.8). Геометрія ЛЕП має досить виражені поляризаційні признаки, які можна використати для її виявлення за допомогою поляриметричних радіолокаційних систем.

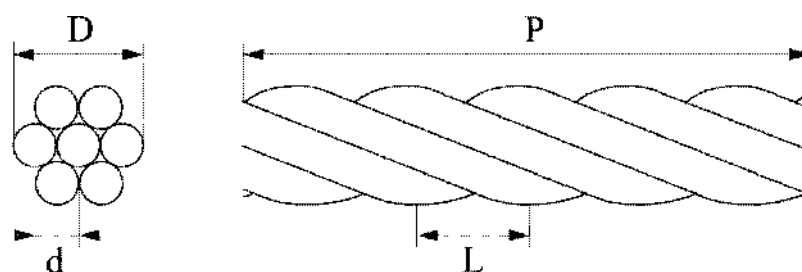


Рисунок 1.8 – Геометрія та основні параметри лінії електропередачі:

D – зовнішній діаметр; d – діаметр одного кабелю;

L – відстань між витками; P – загальна довжина проводу.

Розробка алгоритмів виявлення ЛЕП починається з дослідження поліметричних характеристик дротів ЛЕП [38, 47]. Здебільшого при оцінці параметрів ліній електропередач в [53-54] використовують одноканальні радари з вертикально (V) або горизонтально (H) поляризованими сигналами. Використання поляризаційно – одноканальних радарів суттєво знижує ймовірність виявлення дротів ЛЕП. Це зв'язано з тим, що дроти ЛЕП «провисають» і їх не можна вважати ідеально горизонтальними.

Також вертолітний радар випромінює певну поляризацію, наприклад, «горизонтальну», яка є фіксованою відносно фюзеляжу. При маневруванні умовна «горизонтальна» поляризація бути нахиленою відносно горизонту на деякий кут в

наслідок крену літального апарату. Крім того, ЛЕП може спостерігатися з різних ракурсів, і при польоті вертольоту уздовж ЛЕП її дроти будуть спостерігатися як майже вертикальні (рис. 1.9). Тому для підвищення ймовірності виявлення дротів ЛЕП необхідно використовувати поляризаційно - двоканальний радар.



Рисунок 1.9 – Один з можливих ракурсів спостереження ЛЕП

Проаналізувавши сучасні методи та системи виявлення ліній електропередач, можна зробити висновок, що існує досить багато різних систем виявлення опор та дротів ЛЕП, але більшість з цих методів мають значну кількість недоліків та обмежень при застосуванні. Для формування більш об'єктивної ситуації про можливості поляриметричних радарів необхідно провести додатковий аналіз сучасного стану радіолокаційної поляриметрії.

У роботі [43] представлено макет радару виявлення перешкод міліметрового діапазону хвиль для розміщення на цивільні вертольоти, міліметрового діапазону хвиль 76 ГГц, має потужність передачі 10 дБм та антену з круговою поляризацією. Представлені у публікації дослідження включають наземні експерименти і польотні випробування, що демонструють ефективне виявлення ліній електропередач та стовпів на відстані до 1570 і 1970 метрів відповідно. Кругова поляризація була обрана для оптимізації виявлення високовольтних ліній електропередач, які можуть провисати (рис. 2.10) і бути розташовані під кутом відносно горизонту антенної системи радару.



Рисунок 1.10 –Провисання дротів ЛЕП

У статті [36] досліджується мікрохвильовий радар виявлення високовольтних ліній електропередач та представлено розробка поляриметричного алгоритму виявлення ліній електропередачі. Розроблений алгоритм виявлення використовує поляриметричні характеристики сигналів для покращення точності та надійності виявлення ліній електропередач. Алгоритм враховує статистичні характеристики зворотного розсіювання та використовує методи когерентного та некогерентного об'єднання сигналів для підвищення ефективності виявлення.

Провівши аналіз радіолокаційних систем та методів виявлення ЛЕП можна зробити висновок, що актуальним є використання систем та методів на основі поляризації сигналів, тому попередньо потрібно провести аналіз стану радіолокаційної поліметрії на даний момент.

1.2 Сучасний стан радіолокаційної поляриметрії

Результати досліджень у галузі аерокосмічної радіолокаційної поляриметрії на 2020 рік представлені у монографіях [55-56]. Особливу увагу заслуговують досягнення в «оптичному напрямку» радіолокаційної поляриметрії, зокрема для аналізу просторово-розподілених об'єктів. Порівняно з цим, обсяг робіт,

присвячених «сигнальному» напрямку, є значно меншим і обмежується декількома сторінками.

За останні десятиліття здебільшого відсутні повністю когерентні радіолокаційні поляриметри у світі, які мають широке поширення. Появою супутників TerraSAR-X [57], COSMO-SkyMed [58], та PALSAR-2 [59-60], також поляриметрів бортового розташування UAVSAR (2006 р.), F-SAR (2008 р.) і PISAR2 (2009 р.), радіолокаційна поляриметрія «сигнального» напрямку переживає значні зміни [61].

Для вирішення практичних завдань у сфері поляризаційної поляриметрії використовуються різноманітні підходи до автоматичної класифікації радіолокаційних об'єктів. Вони варіюються від класичних [62] і адаптивних модифікацій [63].

При вирішенні практичних завдань у радіолокаційній поляриметрії застосовуються різноманітні підходи до автоматичної класифікації радіолокаційних об'єктів. Ці методи включають класичні методи, такі як K-mean та C-mean, а також [62] їх адаптивні модифікації [63], які базуються на різних мірах міжкластерних відстаней [64-65], різних моделях опису кластерів [66-67], та методах їх розширення [68-69]. Поширений також використання нейронних мереж різних типів [70-73].

В Україні активно працюють вчені та організації, що займаються розробкою теорії і техніки радіолокаційної поляриметрії, а також методами обробки поляриметричних даних. Ці напрацювання проводяться у Львівському науково-дослідному радіотехнічному інституті [74, с. 5], НДІ «Квант-радіолокація» [74, с. 8] та інших організаціях.

Серед наукових установ, які зосереджені на поляриметричних дослідженнях радіолокаційних об'єктів, особливо слід відзначити Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України [75]. Вчені цього інституту вже протягом багатьох років здійснюють експериментальні дослідження, що дали фундаментальні моделі розсіювання електромагнітних хвиль на земній і морській

поверхнях. Їхні дослідження [76-86] внесли значний вклад в розвиток вітчизняної теорії поляриметричних досліджень.

Центр радіофізичного дистанційного зондування Землі ім. А. І. Калмикова НАН України [87] та Національне космічне агентство України використовуючи бортові системи, зокрема авіаційного багатоцільового радіолокаційного комплексу «МАРС» [88-89], провели аерокосмічні радіолокаційні поляриметричні дослідження, які протягом багатьох років демонстрували можливості моніторингу океану та земної поверхні [90-97].

Національний авіаційний університет у Києві, під керівництвом Ф.І. Яновського, протягом понад 20 років проводить дослідження за допомогою поляриметричних методів для аналізу хмар, опадів та виявлення гідрометеорологічних утворень, які можуть становити загрозу для безпеки польотів d[90-97].

Фахівці Харківського університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба та Харківського національного університету радіоелектроніки проводили дослідження пов'язані з проблемами при виявленні [98], селекції [99] та розпізнаванні [100-101] радіолокаційних об'єктів в умовах завад використовуючи поляриметричні дані [32, 102]. Розроблені методики обробки [103] та проведені моделювання поляриметричних сигналів [104] підтвердили ефективність поляриметричних методів у вирішенні ряду оборонних завдань [98-106].

В Національному аерокосмічному університеті ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут» (НАУ «ХАІ») більш ніж 50 років в рамках наукової школи «Статистична теорія просторово-часової обробки сигналів у радіотехнічних вимірювальних системах» під керівництвом С. Я. Фальковича [107], а в нинішній час - В. К. Волосюком [108] розвивалися методи оптимальної обробки даних радіолокаційного спостереження, в тому числі і поляриметричних. Даною науковою школою в рамках радіолокаційної поляриметрії розроблено методологію оцінювання електрофізичних параметрів поверхонь, що розсіюють, на основі електродинамічних моделей [109], оптимізації параметрів у широкосмугових системах апертурного синтезу [33], методів вимірювання та

відновлення електрофізичних параметрів різних поверхонь [110-111]. Також були розроблені методи виявлення об'єктів на тлі підстильної поверхні на основі поляризаційних характеристик сигналів [112].

У середині 90-х років в НАУ «ХАІ» була створена статистична теорія радіотехнічних систем дистанційного зондування [113], яка забезпечила методичну основу для вирішення практичних завдань з оптимізації радіотехнічних вимірювань радіофізичних параметрів та статистичних характеристик природних середовищ. Усі ці досягнення висвітлено у монографії [114].

Слід також зауважити роботи створені в НАУ «ХАІ» в 70-і роки минулого століття К. Г. Гусевим в рамках наукової школи радіолокаційної поляриметрії. Головною відмінністю теорії модуляції сигналів даної наукової школи від усіх відомих підходів є розгляд сигналу зі змінними параметрами поляризації як сигналу з двовимірним спектром, де кожна спектральна компонента може мати свою власну поляризацію [114]. Теорія поляризаційної модуляції, розроблена К. Г. Гусевим для задач зв'язку, була адаптована М. Ф. Бабаковим для радіолокації [115-120]. Результати розвитку цього напрямку наукових досліджень станом на 1999 рік підсумовані у [121].

Подальшого розвитку цей напрямок набув у роботах А. В. Попова, які пов'язані з використанням поляризаційно-модульованих сигналів для селекції та розпізнавання радіолокаційних об'єктів [122]. Також були проведені дослідження поляризаційних сигнатур радіолокаційних сигналів, розсіяних поверхнею моря [123] та виявленню металевих об'єктів на фоні землі [124], підвищення якості розпізнавання малорозмірних радіолокаційних об'єктів із заданими електрофізичними властивостями на фоні завад від підстильної поверхні у реальному масштабі часу [125].

Таким чином, радіолокаційна для виявлення різноманітних об'єктів на фоні підстильної поверхні за поляризаційними характеристиками сигналів, що вказує на теоретичну можливість використання поляризаційної селекції для виявлення ліній електропередач.

1.3. Методи поляризаційної селекції

Під терміном поляризаційна селекція розуміють виділення корисного сигналу на фоні активних (радіовипромінювання сигналів різними об'єктами, іскроутворення, розряди грози, тощо) або пасивних (відбиття від будівель, гір, хмар, тощо) завад по признакам їх поляризаційної структури. Поляризаційну структуру електромагнітної хвилі визначає кут просторової орієнтації еліпсу поляризації, коефіцієнт еліптичності сигналу $k_{en.c.} = a/b \leq 1$ та направлення вектору обертання напруженості електромагнітного поля [128, 130].

Вибором та зміною вказаних параметрів, в тому числі і їх статистичних характеристик, можна досягти суттєвого послаблення впливу завад (пасивних та/або активних) зі стаціонарним характером поляризаційної структури та покращення технічних характеристик радіотехнічної системи [128, 131-132]. Проблема поляризаційної селекції може бути вирішена різними методами на основі їх характеристик.

Метод поляризаційної фільтрації [133-136] полягає у використанні поляризаційних фільтрів налаштованих на виділення сигналів з певною поляризацією та придушення (відсіювання) сигналів з іншою поляризацією. Використання поляризаційної фільтрації дозволяє зменшити інтерференцію за рахунок відсіювання сигналів з відмінною поляризацією та зменшити рівень завад [133], покращити якість отриманого сигналу [137], зменшити вплив завад збільшенням завадозахищеності [135]. Недоліки поляризаційної селекції сигналів за допомогою поляризаційної фільтрації є: зменшення ефективності поляризаційної фільтрації в умовах великої кількості об'єктів, оскільки зондуючий сигнал може змінювати свою поляризацію [137]; поляризаційні фільтри можуть втрачати частину корисного сигналу, якщо його поляризація частково відмінна від налаштованою поляризаційним фільтром [133]; складність налаштування поляризаційних фільтрів для оптимальної селекції сигналів [138]; неефективність

поляризаційної фільтрації в умовах зміни поляризації сигналів у випадках необхідності швидкої адаптації фільтру до змін у середовищі [137].

Метод поляризаційного розділення полягає у використанні двох або більше антен налаштованих на різну поляризацію, дозволяє розділити отримані сигнали за поляризаційними характеристиками та обробляти сигнали з різною поляризацією [139-141]. Використання методу дозволяє обробляти одночасно сигнали різної поляризації [139], зменшити вплив інтерференції та завад налаштуванням антен максимальне виділення корисного сигналу [140], підвищити адаптацію до змін середовища шляхом використання різних антен [141]. Недоліком поляризаційного розділення є: використання антен з різною поляризацією може призвести до часткової втрати частини сигналу, якщо його поляризація не повністю співпадає з налаштованою поляризацією антени [139]; обмежена адаптивність при швидким змінам поляризаційних характеристик сигналів [141]; використання декількох систем ускладнює систему [116].

Метод поляризаційної адаптації оснований на динамічному налаштуванні поляризації передавача або приймача для оптимального алгоритму прийому сигналу [142-144]. Динамічне налаштування приймача або передавача дозволяє автоматично змінювати поляризацію залежно від умов середовища та характеристик цілей [142]. Завдяки можливості автоматично змінювати поляризацію система може зменшувати вплив інтерференцій та завад [143]. Недоліками поляризаційної адаптації є: складність реалізації оптимальних алгоритмів [142]; адаптація до змін середовища може призводити до затримок прийому сигналів у часі, особливо в умовах швидкої зміни середовища [143]; процес адаптації потребує значних обчислювальних можливостей, що може бути проблематичним у реальних умовах експлуатації [144];

Метод поляризаційного когерентного аналізу який використовує когерентні властивості поляризаційних сигналів для визначення їх характеристик. Даний метод дозволяє виділити сигнали з когерентними властивостями, що підвищує ефективність виявлення та ідентифікації об'єктів [145-147]. Поляризаційний когерентний аналіз дозволяє визначити, за рахунок аналізу фазових відмінностей

між сигналами різної поляризації, об'єкти від яких віддзеркалився сигнал навіть при високому рівні завад [147]. Використання когерентного аналізу поляризації допомагає зменшити інтерференцію та покращити якість прийнятого сигналу [147]. Використання когерентного аналізу поляризації допомагає зменшити інтерференцію та покращити якість прийнятого сигналу. Завдяки можливості виділення сигналів з певними поляризаційними властивостями, поляризаційний когерентний аналіз значно підвищує точність виявлення та ідентифікації об'єктів. Це досягається за рахунок більш точного розділення корисних сигналів від завад та інших завад [148]. Недоліки поляризаційного когерентного аналізу: когерентні методи можуть бути чутливими до завади, що може призводити до помилок у виявленні та ідентифікації сигналів [137]; когерентний аналіз вимагає значних обчислювальних ресурсів і складних алгоритмів для обробки сигналів, що може обмежувати його застосування в реальних умовах [150].

Метод поляризаційної інтерферометрії застосовує інтерференційні патерни для визначення поляризаційних характеристик сигналів. Цей підхід дозволяє отримувати високоточні дані про властивості сигналів і об'єктів [151-152],. Поляризаційна інтерферометрія може використовуватись для детального аналізу об'єктів, зокрема їх форми, матеріалу та інших характеристик [56.152]. Недоліком цього методу є складність реалізації алгоритмів, досягнення високої точності потрібне ретельне калібрування обладнання [56], що може бути складним і витратним процесом [151], обробка інтерференційних патернів вимагають значних обчислювальних потужностей [152].

Метод поляризаційного розкладання сигналу на різні поляризаційні компонент, що дозволяє ефективно провести аналіз поляризаційних характеристик сигналів [56, 152-153]. Метод дозволяє визначити амплітуду та фазу прийнятих сигналів [152], використовуючи поляризаційні компоненти можна підвищити ймовірність виявлення та селекції сигналів, особливо в умовах високого рівня завади та інтерференції [153]. Недоліки методу є складність реалізації, яка зв'язана з необхідністю виконання складних алгоритмів [153], для ефективності системи

потрібно виконати калібрування систем, що може бути трудомістким та потребує спеціального обладнання [56], чутливість до завади [152].

Використання поляризаційних радарів з синтезованою апертурою (Synthetic Aperture Radar) дає можливість використовувати поляризаційні характеристики відбитих сигналів для створення зображень з високою роздільною здатністю залежно від фізичного розміру антени [56, 152-153]. Використання поляризаційної SAR дозволяє зменшити вплив завади та завад, що покращує якість отриманих зображень. Це особливо важливо в складних умовах, таких як густий рослинний покрив або міські райони. Поляризаційна SAR широко використовується в дистанційному зондуванні Землі, військовій розвідці, картографії, моніторингу змін довкілля та інших областях, де важлива висока роздільна здатність і точність зображень [152]. Недоліками використання поляризаційної SAR являється в необхідності проводити складні обчислення, що ускладнює використання таких систем в реальному часі [56], системи SAR складні в реалізації та піддержанні впливу атмосферних умов, таких як дощ або сніг.

Властивості поляризованих завад та їх корельованість, тобто зв'язок по амплітуді та фазі, може бути використана для їх компенсації. В наш час вважається, що завади можуть мати еліптичну поляризацією або з нахилом поляризації під кутом 45° відносно горизонту [128]. Такі завади впливають на радіолокаційні системи незалежно від типу поляризації сигналу (горизонтальної або вертикальної). Корельовані завади можуть бути компенсовані в радіолокаційних система з розподілом хвилі на горизонтальну (V) та вертикальну (H) складові в каналі прийому (рис. 1.11).

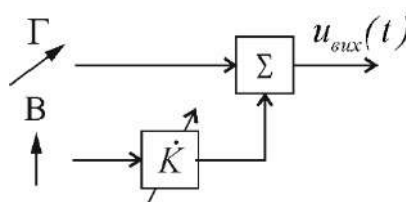


Рисунок 1.11 – Структурна поляризаційного компенсатору

Вхідні сигнали ортогональних складових електромагнітних хвиль смутуються з ваговим коефіцієнтом K , підбір якого забезпечується вирівнювання амплітуд на вході суматору для подальшої компенсації. При технічній реалізації схеми зображеної на рисунку 1.11 необхідно комплексний коефіцієнт передачі K налаштовувати за допомогою кореляційної обробки зв'язку між сигналами.

Корисний сигнал в представленій вище системі компенсується не повністю, оскільки або він зберігає поляризацію зондуєчого сигналу та каналом з регульованим коефіцієнтом передачі не приймається, або при деполяризації відбитого сигналу цілі, співвідношення амплітуд та фаз горизонтальної та вертикальної поляризації компонентів виявляється не таким, як у завад.

Висновок до розділку

Проблема безпеки польотів літальних апаратів, насамперед, вертольотів, є досі актуальною. Існуючі системи попередження зіткнення з завадами не дають великої ймовірності виявлення об'єктів для їх запобігання. Розглянуті не радіолокаційні методи та засоби мають ряд недоліків, наприклад, оптичні та лазерні засоби не можуть працювати в ночі, електромагнітні системи та інфрачервоні потребують протікання струму через дроти, ці недоліки відсутні у радіолокаційних засобах.

Найбільш перспективним є поляризаційні методи селекції. Розглянуті в цьому розділі методи поляризаційної селекції досить різноманітні, але найбільший інтерес викликає метод компенсації завад.

Перед синтезом методу поляризаційної селекції є доцільним проведення більш детальних дослідження дротів ЛЕП. Так, як в більшості проаналізованих методів та розробок, які зараз ведуться, починаються саме з дослідження дротів ЛЕП.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ПОРТРЕТІВ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

Аналіз літературних джерел, проведений у першому розділі, показав, що найбільш у небезпеку вертольотів складають не опори ліній електропередачі, а саме лінії електропередачі, оскільки їх досить складно помітити візуально. Це стосується оптичних, інфрачервоних та радіолокаційних засобів, особливо в несприятливих погодних умовах [154]. Дослідження приведені в роботі [155] демонструють, що опори та вежі ліній електропередач є досить помітними на тлі земної поверхні, то дроти ЛЕП мають малу ЕПР, що впливає безпосередньо на відстань їх виявлення [31, 43, 156-157]. Структура дротів, що використовуються в ЛЕП є досить складною конструкцією з точки зору електродинаміки. Тому проводити розрахунок їх ефективної площі розсіювання є не простим [158-160]. Тому для подальшої роботи необхідно виконати експериментальні дослідження дротів різних типів для визначення їх ефективної площі розсіювання, провести оцінку залежності ефективної площі розсіювання дротів від частоти, поляризації сигналу та ракурсу. Використовувати для цього можна стенд для радіолокаційних вимірювань ефективної площі розсіювання на основ безкінної камери [161].

2.1 Поняття поляризації електромагнітної хвилі та матриці розсіювання

Електромагнітна хвиля складається з коливань електричного E і магнітного H полів, які перпендикулярні один до одного і до напрямку поширення хвилі. Ці хвилі поширюються в просторі зі швидкістю світла і можуть бути описані рівняннями Максвелла.

При дослідженні електромагнітних полів з урахуванням їх електричних та магнітних складових більш коректним є використання векторних формул Кірхгофа (формула Страттона-Чу [162-163])

$$\vec{E} = -\frac{1}{4\pi} \int_D \left\{ j\omega\mu_0 \left[\vec{n}\vec{H} \right] \phi_{\vec{r}} - \left[[\vec{n}, \vec{E}] \text{grad} \phi_{\vec{r}} \right] - (\vec{n}\vec{E}) \text{grad} \phi_{\vec{r}} \right\} d\vec{r}, \quad (1.1)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{4\pi} \int_D \left\{ j\omega\dot{\varepsilon} \left[\vec{n}\vec{E} \right] \phi_{\vec{r}} - \left[[\vec{n}, \vec{H}] \text{grad} \phi_{\vec{r}} \right] + (\vec{n}\vec{H}) \text{grad} \phi_{\vec{r}} \right\} d\vec{r}, \quad (1.2)$$

де $\phi_{\vec{r}} = \frac{e^{jkR_D}}{R_D}$ – функція сферичної хвилі (функція Гріна [164]), μ_0 – абсолютна магнітна проникність, $\dot{\varepsilon}$ – відносна діелектрична проникність, D – межі поверхні спостереження радаром.

У класичній радіолокації найчастіше використовується феноменологічний підхід для опису полів, розсіяних земною поверхнею. Цей підхід ґрунтується на принципі Гюйгенса-Френеля [164], який стверджує, що кожна точка поверхні при опроміненні стає джерелом вторинних сферичних хвиль. У багатьох випадках для вирішення радіолокаційних задач, пов'язаних з оцінками параметрів і статистичних характеристик самих перешкод, корисно звести скалярні та векторні формули Кірхгофа до формул, що відображають принцип Гюйгенса-Френеля та феноменологічний підхід. Крім того, існують задачі дистанційного зондування земної поверхні, які включають поєднання строгого електродинамічного опису розсіяних полів з принципом Гюйгенса-Френеля. Будь-які прості або складні радіолокаційні сигнали можуть бути представлені у спектральній формі за допомогою перетворення Фур'є, тобто як сукупність багатьох гармонічних складових. Тому спочатку доцільно розглянути поля, що утворюються статистично нерівними поверхнями при їх опроміненні гармонічними монохроматичними сигналами

$$e_{\mu}(t) = \text{Re} \dot{E}_{0\mu} \exp(j\omega_0 t), \quad (1.2)$$

де $\mu = (\nu, \gamma)$ — індекс, який відповідає виду поляризації коливань, що випромінюються. Відповідно поставленої задачі, геометрія якої представлена на рисунку 2.1, передавач та приймач розташовані в одній P .

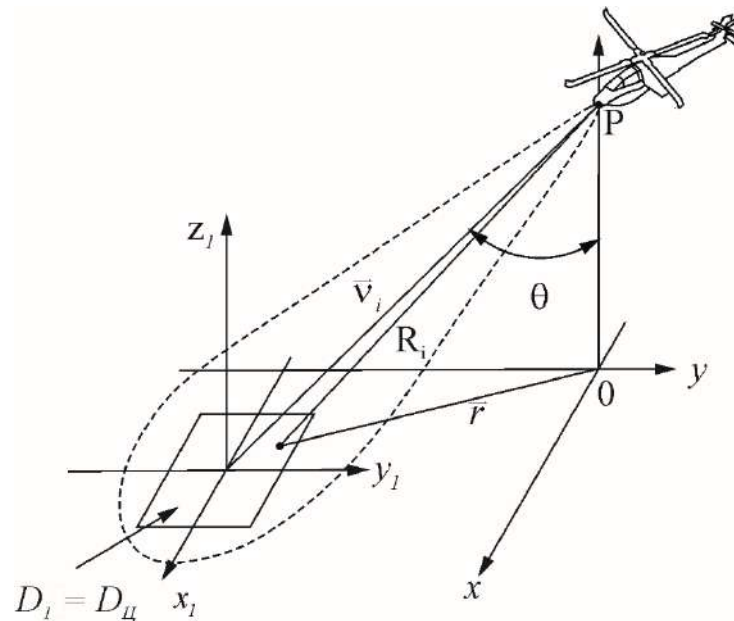


Рисунок 2.1 – Геометрія формування зонduючого та віддзеркалених сигналів від поверхні та об'єктів

До кожної точки \vec{r} на поверхні D і назад у точку P хвиля зонduючого сигналу приходить подвійну відстань із запізненням $2R_D/c$ та ослабленням $(1/2\sqrt{\pi R_D})^2$, тобто

$$\frac{\dot{E}_{0\mu}}{4\pi R_D^2} \exp\left[j\omega_0\left(t - \frac{2R_D}{c}\right)\right] = \frac{\dot{E}_{0\mu}}{4\pi R_D^2} \exp(j\omega_0 t - j2kR_D), \quad k = \frac{\omega_0}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

Поле, феноменологічно описане одночленною формулою Кірхгофа, яка відповідає принципу Гюйгенса-Френеля у випадку, коли точка залишається P нерухомою відносно земної поверхні, можна представити за допомогою наступної формули.

$$\dot{E}_k(t, P) = \dot{c} e^{j\omega_0 t} \int_D \dot{G}_{\text{випр}}(\vec{r}) \dot{F}_k(\vec{r}, \vec{g}_P) \frac{\exp[-j2kR_D(\vec{r}, P)]}{4\pi R_D^2(\vec{r}, P)} d\vec{r}, \quad (2.3)$$

де $\dot{G}_{вип}(\vec{r})$ – комплексна функція спрямованості передавальної антени перерахована до координат \vec{r} поверхні D і утворює на цій поверхні відповідну область «засвічення», $\dot{F}_k(\vec{r}, \vec{\mathcal{G}}_i)$ – коефіцієнт розсіювання елементів $d\vec{r}$, $k = (вв, гв, гг, вг)$ – індекси, які відповідають виду поляризації коливань, що приймаються – перший індекс у дужках відповідає поляризації коливань, що приймаються, другий – випромінюваних; $\vec{\mathcal{G}}_p = \vec{\mathcal{G}}_i$ – одиничний вектор, спрямований з точки P на елемент $d\vec{r}$ з координатами \vec{r} , що характеризує кутові положення елементів $d\vec{r}$, від яких залежить коефіцієнт розсіювання $\dot{F}_k(\vec{r}, \vec{\mathcal{G}}_p)$.

Сукупність коефіцієнтів розсіювання утворюють матрицю

$$\left\| \dot{F}_k(\vec{r}, \vec{\mathcal{G}}_p) \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \dot{F}_{BB}(\vec{r}, \vec{\mathcal{G}}_p) & \dot{F}_{BG}(\vec{r}, \vec{\mathcal{G}}_p) \\ \dot{F}_{GB}(\vec{r}, \vec{\mathcal{G}}_p) & \dot{F}_{GG}(\vec{r}, \vec{\mathcal{G}}_p) \end{array} \right\|, \quad (2.4)$$

Для визначення основних поляризаційних та статистичних характеристик пасивних завад спростимо формулу (2.3), виділивши на поверхні D в середньому плоску відносно нерівностей ділянку D_1 порівняно невеликих розмірів. Незважаючи на те, що земна поверхня тут є джерелом пасивних завад, при розгляді таких загальних характеристик і для цілей, і для завад як ЕПР, питома ЕПР та ін., будемо позначати площу D_1 як $D_{ц}$, тобто $D_1 = D_{ц}$. Площі цілей, що підлягають селекції та виявленню, також будемо позначати $D_{ц}$. Розміри виділеної ділянки $D_1 = D_{ц}$ на земній поверхні можуть становити сотні метрів і більше, але для коректного опису основних понять та характеристик віддзеркалених полів будемо вважати, що вона повинна знаходитися на такій відстані від РЛС, розташованої в точці P , щоб у її межах $G_{взл}(\vec{r}) = const$, і всі промені, що з'єднують точку P та елементи лежить на поверхні D_1 з координатами \vec{r} , можна було вважати паралельними, тобто вона повинна перебувати в зоні Фраунгофера. Тоді інтеграл Кірхгофа прийме вигляд просторового перетворення Фур'є.

$$\dot{E}_k(t, P) = \frac{E_{\mu_{nad}}}{2\sqrt{\pi}R_D} e^{j\omega_0 t} \int_{D_1} \dot{F}_k(\vec{r}, \vec{\mathcal{G}}_P) e^{j\vec{q}_\perp(\vec{r}-\vec{r}_0)} d\vec{r}, \quad (2.5)$$

де \vec{q}_\perp – вектор просторових частот $\vec{q}_\perp = (\omega_x, \omega_y)$ [13], $E_{\mu_{nad}}$ – амплітуда падаючого поля, яка містить у собі в тому числі дільник $2\sqrt{\pi}R_D$. Такий опис поля в точці прийому свідчить про вибірковий (резонансний) характер розсіювання радіохвиль на земній поверхні та вимагає для її дослідження залучення сучасних методів спектрального аналізу. У системі координат (x_1, y_1, z_1) , показаній на рис. 2.1, за умови, що відстань $R_{D_{10}}$ від точки P до центру ділянки значно перевищує його розміри, а координатна площина $(x_1 0_1 z_1)$ співпадає з площиною $(z_1 0_1 P)$,

$$\vec{q}_\perp = (2k \sin \theta, 0), \quad (2.6)$$

тобто прийнятий сигнал у точці P сформований вздовж напрямку, заданого вектором $\vec{\mathcal{G}}_P$ і кутом θ , просторовою гармонікою на поверхні з довжиною хвилі

$$\Lambda = \frac{2\pi}{\omega_x} = \frac{\lambda}{2 \sin \theta}. \quad (2.7)$$

Різним кутам спостереження поверхні в прийнятому сигналі відповідають різні її просторові гармоніки. При описі полів різних поляризацій прийнято використовувати наступні характеристики [166]. У векторно-матричній формі падаючі та розсіяні поля вертикальної та горизонтальної поляризацій \dot{E}_{Bnad} , \dot{E}_{Gnad} , $\dot{E}_{Bрозс}$ і $\dot{E}_{Грозс}$ представляють наступними співвідношеннями

$$\vec{\dot{E}}_{nad} = \begin{Bmatrix} \dot{E}_{Bnad} \\ \dot{E}_{Gnad} \end{Bmatrix}, \quad \vec{\dot{E}}_{розс} = \begin{Bmatrix} \dot{E}_{Bрозс} \\ \dot{E}_{Грозс} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \dot{E}_{BB} + \dot{E}_{BG} \\ \dot{E}_{GG} + \dot{E}_{GB} \end{Bmatrix}, \quad \underline{E}_{розс} = \begin{Bmatrix} \dot{E}_{BB} & \dot{E}_{BG} \\ \dot{E}_{GG} & \dot{E}_{GB} \end{Bmatrix}, \quad (2.8)$$

де $\vec{E}_{над}$, $\vec{E}_{розс}$ – вектори, $\underline{E}_{розс}$ – матриця. Між собою поля пов'язують матрицею розсіювання $\|\dot{S}_k\|$

$$\|\dot{S}_k\| = \begin{vmatrix} \dot{S}_{BB} & \dot{S}_{BG} \\ \dot{S}_{GB} & \dot{S}_{GG} \end{vmatrix}. \quad (2.9)$$

З урахуванням матриці розсіювання, (2.8) можна переписати так:

$$\begin{vmatrix} \dot{E}_{Врозс} \\ \dot{E}_{Грозс} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{S}_{BB} & \dot{S}_{BG} \\ \dot{S}_{GB} & \dot{S}_{GG} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \dot{E}_{Внад} \\ \dot{E}_{Гнад} \end{vmatrix}, \quad \underline{E}_{розс} = \begin{vmatrix} \dot{S}_{BB} \dot{E}_{Внад} & \dot{S}_{BG} \dot{E}_{Гнад} \\ \dot{S}_{GB} \dot{E}_{Внад} & \dot{S}_{GG} \dot{E}_{Гнад} \end{vmatrix}. \quad (2.10)$$

Можна розглядати елементи матриці $\underline{E}_{розс}$ окремо, вважаючи що їх спостерігають на різних частотах, або приймають на різних інтервалах часу. Якщо їх розглядати як проекції вектору поляризації на осі, то комплексні амплітуди (фазори) вектору поляризації падаючої або розсіяної хвилі $\dot{E}_B = \dot{E}_y$ і $\dot{E}_G = \dot{E}_x$ називають векторами Джонса, а матрицю розсіювання $\|\dot{S}_k\|$ – матрицею Джонса [128]. Поляризаційна матриця розсіювання є математичним інструментом, що описує зміну поляризаційного стану електромагнітної хвилі при її взаємодії з об'єктом або поверхнею. Ця матриця використовується для представлення відбитих або розсіяних хвиль у термінах їх поляризаційних компонентів. Значення поляризаційної матриці розсіювання пояснимо на прикладі схеми роботи поляриметричного радару зображеної на рисунку 2.2. Поляриметричний радар випромінює поляризаційно модульовані сигнали, відповідно з горизонтальною та вертикальною поляризацією. Прийнятий антеною сигнал при зондуванні антеною з горизонтальною поляризацією має складові матриці розсіювання S_{HH}, S_{HV} та відповідно прийняти при зондуванні сигналом вертикальної поляризації S_{VH}, S_{VV} поступають відповідно схемі на

поляризаційний розділювач, де відокремляться вертикальна (V) та горизонтальна (H) складові сигналу. Як видно зі схеми, повна енергія сигналу, що приймається, буде в тому випадку, коли буде прийнято всі компоненти поляризаційної матриці розсіювання.

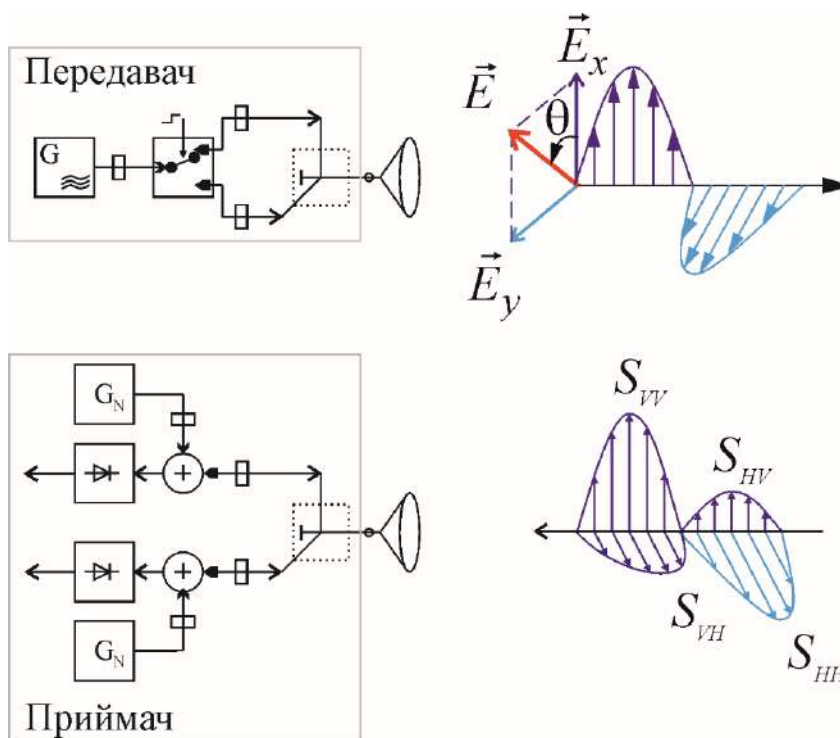


Рисунок 2.2 – Схема поляриметричного радара

Прийняті сигнали можна записати у вигляді проекції комплексного вектору поляризації сигналу \vec{E} :

$$\begin{aligned} \dot{E}_x &= E_{x \max} \cdot \exp\{j(\omega t + \psi_x)\}, \\ \dot{E}_y &= E_{y \max} \cdot \exp\{j(\omega t + \psi_y)\}, \end{aligned} \quad (2.11)$$

де ψ_x, ψ_y - фази компонент \dot{E}_x и \dot{E}_y відповідно.

Поляризація електромагнітної хвилі описується поляризаційним фазором [128,165]:

$$\dot{p} = p \cdot \exp(j\delta) = \frac{E_Y}{E_X} \exp(j(\psi_Y - \psi_X)). \quad (2.12)$$

Щоб описати поляризаційний сигнал використано наступні характеристики: коефіцієнт еліптичності e або кут еліптичності ϕ та кут орієнтації θ (рис. 2.3). Коефіцієнт еліптичності за результатами вимірювань можна обчислити як

$$e = \frac{b}{a}, \quad (2.13)$$

де b и a - мала та велика напівосі еліпса (рис. 2.3),

$$\phi = \arctg(e) = \arctg\left(\frac{b}{a}\right), \quad \phi \in \left[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}\right], \quad (2.14)$$

кут еліптичності ϕ приймають позитивним та обчислюють за виразом

$$\sin(2\phi) = \frac{2|E_H||E_V|\sin(\delta)}{|E_H|^2 + |E_V|^2}. \quad (2.15)$$

Кут орієнтації θ знаходиться з виразу

$$\operatorname{tg}(2\theta) = \frac{2|E_H||E_V|\cos(\delta)}{|E_H|^2 - |E_V|^2}. \quad (2.16)$$

За результатами обчислень точки, що відповідають поляризації сигналу, наносять на поляриметричну діаграму [170] (рис. 2.4) за допомогою якої можна зробити висновки щодо перетворення поляризації електромагнітної хвилі при її відбитті об'єктом., що досліджується. Щоб виконати опис поляризаційних хвиль

можна використати параметри Стокса, які у лінійному поляризаційному базисі можна зв'язати з результатами вимірювання наступними функціями.

$$\begin{cases} S_1 = I = E_V^2 + E_H^2, \\ S_2 = Q = E_V^2 - E_H^2, \\ S_3 = U = 2E_H E_V \cos(\psi_H - \psi_V), \\ S_4 = V = 2E_H E_V \sin(\psi_H - \psi_V). \end{cases} \quad (2.9)$$

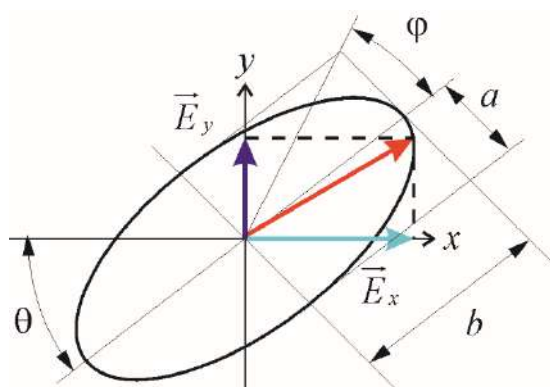


Рисунок 2.3 – Еліпс поляризації

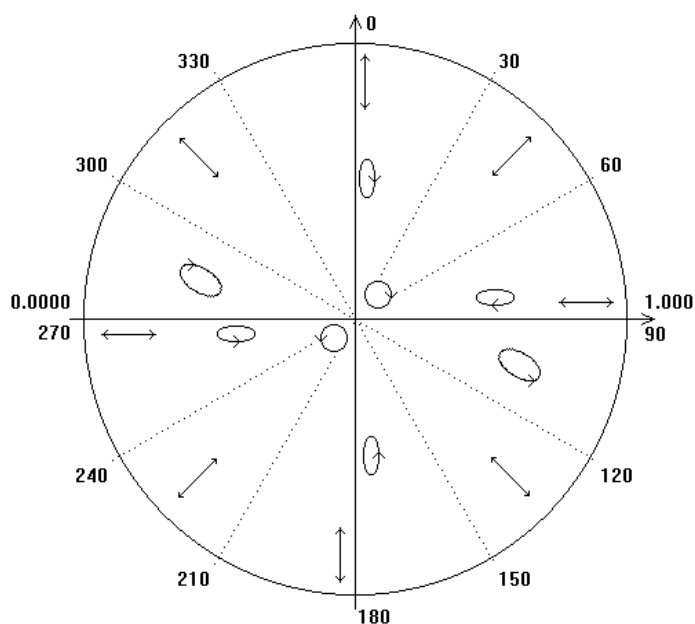


Рисунок 2.4 – Поляриметрична діаграма (взято з [170])

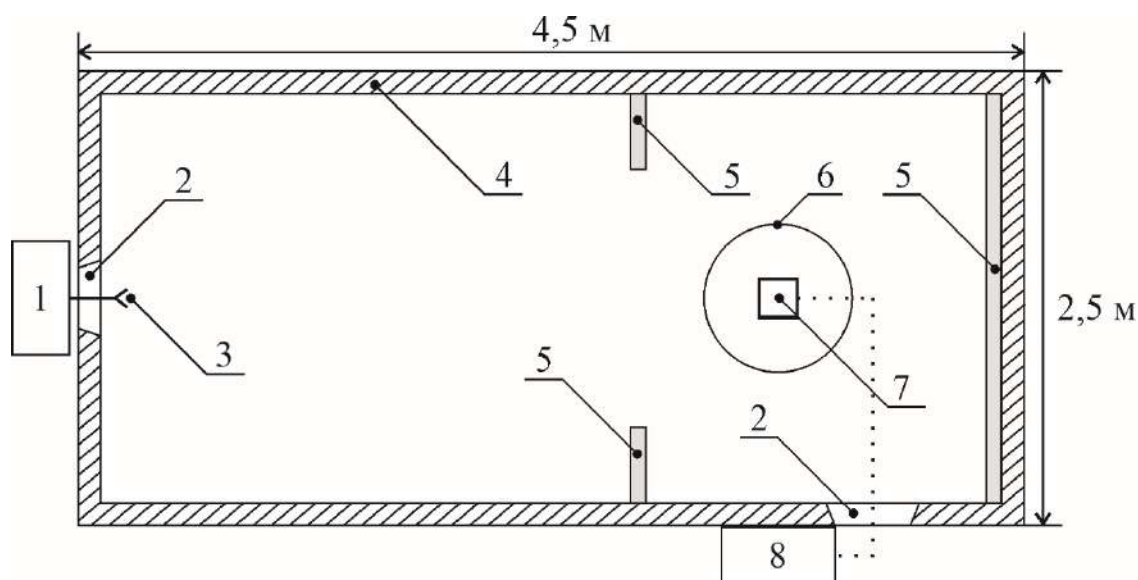
2.2 Загальний опис безлунної камери

Безлунна камера – спеціалізоване приміщення побудоване таким чином, щоб повністю поглинати відбиття електромагнітного випромінювання). Безлунна камера розроблена у Національному аерокосмічному університеті «ХАІ» дає можливість виконувати радіотехнічні вимірювання та дослідження в діапазоні 8...12 ГГц. Безлунна камера дає змогу виміряти ефективну площу розсіювання різних об'єктів [171].

Камера представляє собою приміщення розміром 2,5 м × 2,5 м × 4,5 м з об'ємом зони безлуння близько одного метру в кубі (див. рис. 2.5). Кімната повністю покрита металевим покриттям, на яке спеціалізованим клеєм прикріплено радіопоглинаючий матеріал завтовшки 60 мм (4 на рис. 2.5). Все вимірювальне обладнання розміщене поза межами безлунної камери (1 на рис. 2.5). Для введення вимірювальних антен (3 на рис. 2.5) в камері є спеціалізований технічний отвір (2 на рис. 2.5). Для доступу в робочу зону для встановлення об'єктів дослідження є спеціальний отвір у бічній стіні. При проведенні вимірювань вхід з боку камери закривається дверми з покриттям з радіопоглинаючого матеріалу. Усередині камери встановлено дві регульовані діафрагми для зниження рівня відбиття від стін (5 на рис. 2.5). За рахунок діафрагм забезпечується зона безлуння з об'ємом 1 куб. м (6 на рис. 2.5). Відстань від вимірювальних антен до зони безлуння складає 3 м. За допомогою даній конструкції у безлунній камері забезпечується «уявна ефективна площа розсіювання» не більше 10^{-3} м^2 в діапазоні частот з 8,5 ГГц до 12,6 ГГц.

Проведені експериментальні дослідження показали, що безлунну камеру можна використовувати у більш широкому діапазоні хвиль. У діапазоні частот від 32,1 ГГц до 39,6 ГГц відбиття від стін безлунної камери в зоні безлуння на рівні – 20 дБ, а у діапазоні від 92 ГГц до 96 ГГц рівень відбиття становить приблизно – 26 дБ. Такі рівень відбиття дозволяє використовувати безлунну камеру для проведення експериментальних досліджень у діапазонах 3 см, 8 мм та 3 мм.

Об'єкт вимірювання (7 на рис. 2.5) підвішується до стелі безлунної камери на одному рівні з приймально-передаючими антенами за допомогою ниток. Така підвіска забезпечує фіксацію положення об'єкту в просторі, а також можливість рівномірного обертання в горизонтальній площині 360° . Обертання об'єкта виконується за допомогою опорно-поворотної платформи керування якої виконується дистанційно. Керування опорно-поворотною платформою забезпечується апаратурою керування (8 на рис 2.5), що розміщується поза межами безлунної камери, всі електричні з'єднання приховані радіопоглинаючим матеріалом. Зовнішній вигляд безлунної камери приведено на рисунку 2.6.



- 1 – Прийомо-передавач; 2 – технологічний отвір;
- 3 – антенний блок; 4 – радіопоглинаючий матеріал;
- 5 – регульовані діафрагми; 6 – зона безлуння;
- 7 – об'єкт вимірювань та поворотна платформа
- 8 – апаратура управління положенням об'єкта.

Рисунок 2.5 – План безлунної камери

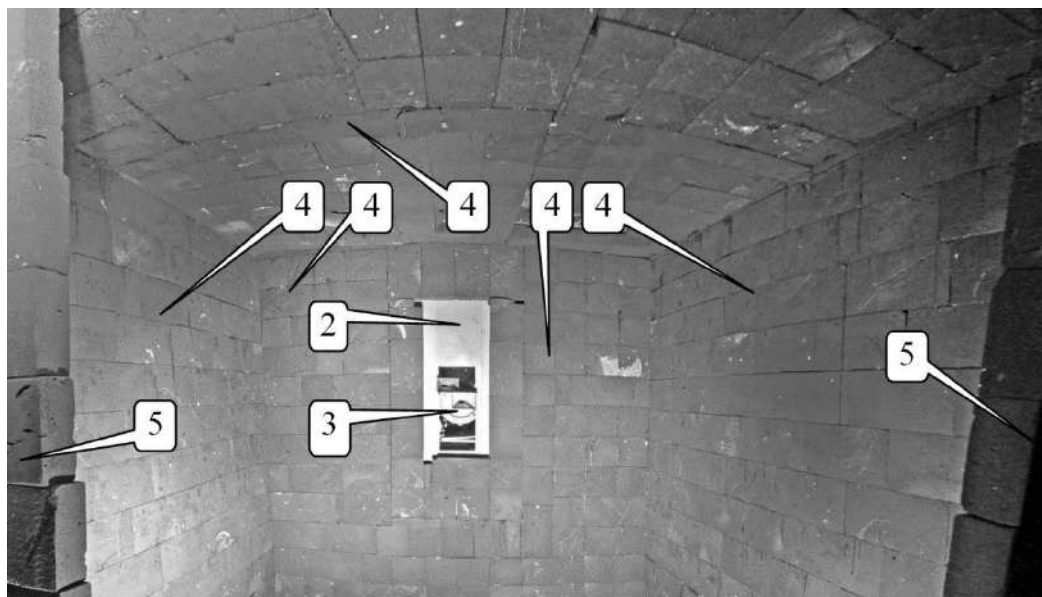
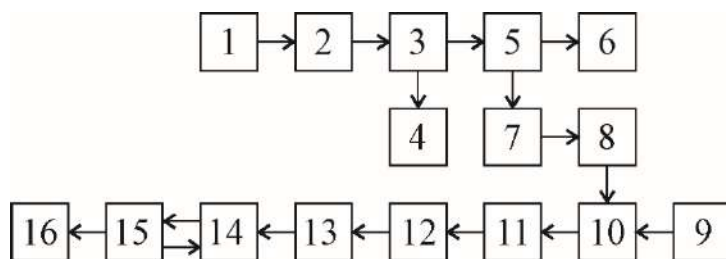


Рисунок 2.6 – Загальний вигляд безлунної камери
(нумерація відповідає рис. 2.5)

2.3 Стенд експериментального дослідження ефективної площі розсіювання

Процес вимірювання ефективної площі розсіювання об'єктів використовується спеціалізований автоматизований вимірювальний стенд. Структурна схема вимірювального стенду приведена на рисунку 2.7. Зондуєчий сигнал надвисокої частоти формується у генераторі (2 на рис. 2.7) на основі діода Ганна. Робочий діапазон частот генератору від 9,7 до 10,2 ГГц. Сигнал сформований генератором має потужність не менше 200 мВт при безперервному режимі роботи на робочій частоті $9,97 \pm 0,01$ ГГц. Забезпечення живлення всіх вузлів стенду забезпечує джерело живлення (1 на рис. 2.7), яке одночасно стабілізує вихідну потужність генератору. Потужність на виході генератора здійснюється за допомогою вимірювача потужності (4 на рис. 2.7), який підключений до спрямованого відгалужувача (3 на рис. 2.7). За допомогою рупорної антени (6 на рис. 2.7) сигнал, що формується генератором, випромінюється у робочу область безлунної камери.



1 – Стабілізатор живлення; 2 – генератор НВЧ; 3 – калібрований спрямований відгалужувач; 4 – вимірювач потужності; 5 – спрямований відгалужувач; 6 – передавальна антена; 7 – регульований атенюатор; 8 – регульований фазообертач; 9 – приймальна антена; 10 – суматор НВЧ; 11 – детектор; 12 – підсилювач; 13 – аналого-цифровий перетворювач; 14 – ЕОМ; 15 – мікроконтролер; 16 – привод обертання об'єкта вимірювань.

Рисунок 2.7 – Структура експериментального стенду
для виміру ефективної площі розсіювання

Сигнал, що випромінюється, поляризований і може мати лінійну, горизонтальну чи вертикальну поляризацію. Керування типом поляризації здійснюється шляхом обертання рупорної антени. За допомогою поворотного механізму можна забезпечити обертання рупорної антени, що дає можливість зміни кута орієнтації сигналу, що випромінюється, на 360 градусів. За допомогою влаштованих в поворотний механізм електронних датчиків, на основі 3D-акселерометра, забезпечується точність установки кута орієнтації сигналу, що випромінюється, $\pm 0,5^\circ$. Сигнал, що відбився від об'єкту, приймається двома рупорними антенами (9 на рис. 2.7). Одна з антен налаштована на прийом вертикальної поляризації, а інша – горизонтальної поляризації. Виставлення горизонту приймальних антен відбувається за допомогою поворотної платформи з вбудованим рівнем горизонту. Похибка встановлення горизонтального положення таким способом не перевищує $\pm 0,5^\circ$.

Конструкція коли передавальна та приймальна антени розташовані в одній точці потребує наявності компенсаційного каналу, який дозволяє компенсувати

фонові відображення безлунної камери та сигналу «просочується» з передавальної антени в приймальну.

Сигнал з передавача через спрямований відгалужувач (5 на рис. 2.7) з потужністю -30 дБ надходить до змішувача (10 на рис. 2.7) через атенюатор (7 на рис. 2.7) та регульований фазообертач (8 на рис. 2.7). Атенюатор дає змогу регулювати послаблення сигналу в діапазоні від -1 до -30 дБ. Фазообертач дає змогу виконувати поворот фази в діапазоні від 0 до 360 градусів.

Підбором комплексного коефіцієнта передачі тракту компенсації добиваються мінімуму прийнятого сигналу. Шляхом налаштування компенсаційного каналу та поглинаючих діафрагм забезпечується «ефективна площа розсіювання», що складає не більше 10^{-3} м² у діапазоні частот від $9,3$ ГГц до $10,4$ ГГц.

Амплітудний детектор сигналу (11 на рис. 2.7) зібраний на змішувальному діоді Д405. Фільтрація завад та завад здійснюється за рахунок багатокаскадного фільтру низьких частот. Слід зауважити, що фільтр зібраний на пасивних LC-елементах.

За рахунок підсилювача, який реалізований на трьох малошумних операційних підсилювачах, забезпечується придушення синфазних завад, не менше ніж 120 дБ за напругою. При дослідженні поляризаційних характеристик об'єктів на другий вхід змішувача подається опорний сигнал з генератора надвисокочастотних сигналів, а вихідний сигнал змішувача надходить безпосередньо на високошвидкісний аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Так, як залежність струму діоду від потужності сигналу має експоненціальний характер, у приймачі логарифмічний підсилювач, що забезпечує лінеаризацію характеристики приймача (рис. 2.8).

Динамічний діапазон сигналів, що приймаються, за потужністю не менше 30 дБ. Сигнал, що надходить на аналого-цифровий перетворювач (13 на рис. 2.7) у діапазоні від -5 В до $+5$ В перетворюється на цифровий код. АЦП зібраний на 16-розрядному перетворювачі AD976.

Далі сигнал передається через USB-інтерфейс на електронну обчислювальну машину (14 на рис. 2.8). За межами безлунної камери розміщена апаратура управління та обробки інформації (8 на рис. 2.5). Блок управління азимутальним положенням об'єкта, який досліджується, зібраний на основі мікроконтролера AtMega 16, що забезпечує що забезпечує обертання об'єкта вимірювань у горизонтальній площині об'єкта (діапазон $0^\circ \dots 360^\circ$ з точністю установки кута повороту $\pm 0,1^\circ$), так і обмін даними з комп'ютером. Пакет даних, що надходить, супроводжується даними про кутове положення.

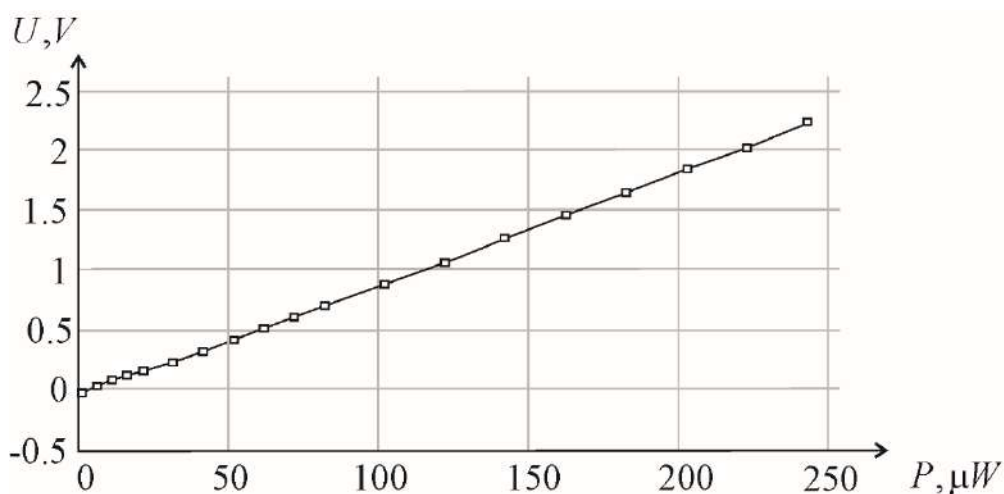


Рисунок 2.8 – Залежність вихідної напруги U приймача від потужності P вхідного сигналу

2.4 Забезпечення метрологічних характеристик вимірювального стенду

Як було показано на рисунку 2.8 характеристика залежність вихідної напруги приймача від потужності вхідного сигналу має недостатньо лінійний характер. Дана характеристика була виміряна за допомогою каліброваного атенюатора з контролем потужності вимірювачем потужності МЗ-41 з кроком 1 дБ,

У зв'язку з цим необхідно забезпечити точність вимірювання ефективної площі розсіювання виконавши деякі нескладні розрахунки для отримання апроксимованої аналітичної функції виду

$$C = E_0 \cdot \exp(E_1 \cdot P) + E_2, \quad (2.10)$$

де C – код аналого-цифрового перетворювача, P – потужність вхідного сигналу, E_i – коефіцієнти апроксимації, $i = 0..2$.

З функції (2.10) можна виразити потужність вхідного сигналу

$$P = \ln\left(\frac{C - E_2}{E_0}\right) / E_1. \quad (2.11)$$

Функція (2.11) дозволяє за кодом аналого-цифрового перетворювача C визначити потужність вхідного сигналу P , проте не дозволяє визначити ефективну площу розсіювання об'єктів дослідження без додаткових розрахунків. Тому необхідно провести вимірювання об'єкта з відомою ефективною площею розсіювання. Це дозволить виконати «прив'язку» робочої характеристики до ефективної площі розсіювання еталона і отримати безпосередньо залежність ефективної площі розсіювання від коду аналого-цифрового перетворювача.

Оскільки характеристика приймача нелінійна, а функція апроксимації (2.11) містить три параметри, було прийнято рішення використовувати три еталонні об'єкти з маловідмінною ефективною площею розсіювання.

В якості еталонних об'єктів було обрано: кулі діаметром 99 мм з розрахованою ефективною площею розсіювання $0,0086 \text{ м}^2$ (а, рис. 2.9); металевий штир діаметром 5 мм та довжиною 198 мм з розрахованою ефективною площею розсіювання $2,8 \times 10^{-2} \text{ м}^2$ (в, рис. 2.9); квадратний металевий лист з алюмінію 1,5 з площею 100 мм на 100 мм з розрахованою ефективною площею розсіювання $1,4 \text{ м}^2$ (б, рис. 2.9).

За даними вимірювань потужності сигналів, що вимірюються, було проведено перерахунок коефіцієнтів апроксимації (2.11). Робоча характеристика вимірювального стенду приведено на рисунку 2.10.

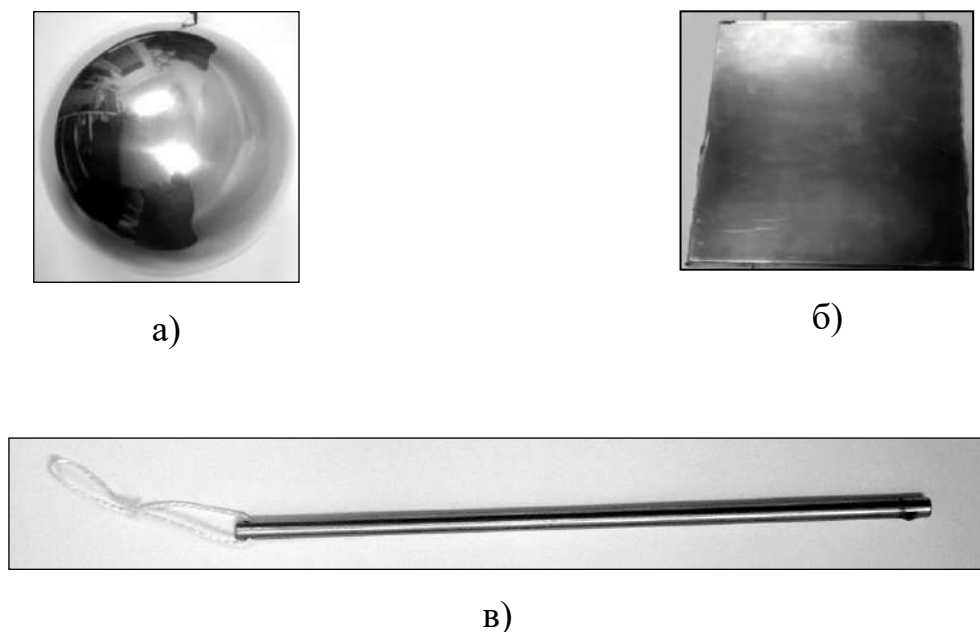


Рисунок 2.9 – Еталонні об'єкти: а) куля; б) квадратна пластина; в) штир.

На рисунку 2.10, точками «●» показано теоретичне значення ефективної площі розсіювання еталонних об'єктів на робочій характеристиці, квадратними маркерами «□» – результати вимірювання ефективної площі розсіювання еталонних об'єктів з перерахунком коефіцієнтів апроксимації (2.11).

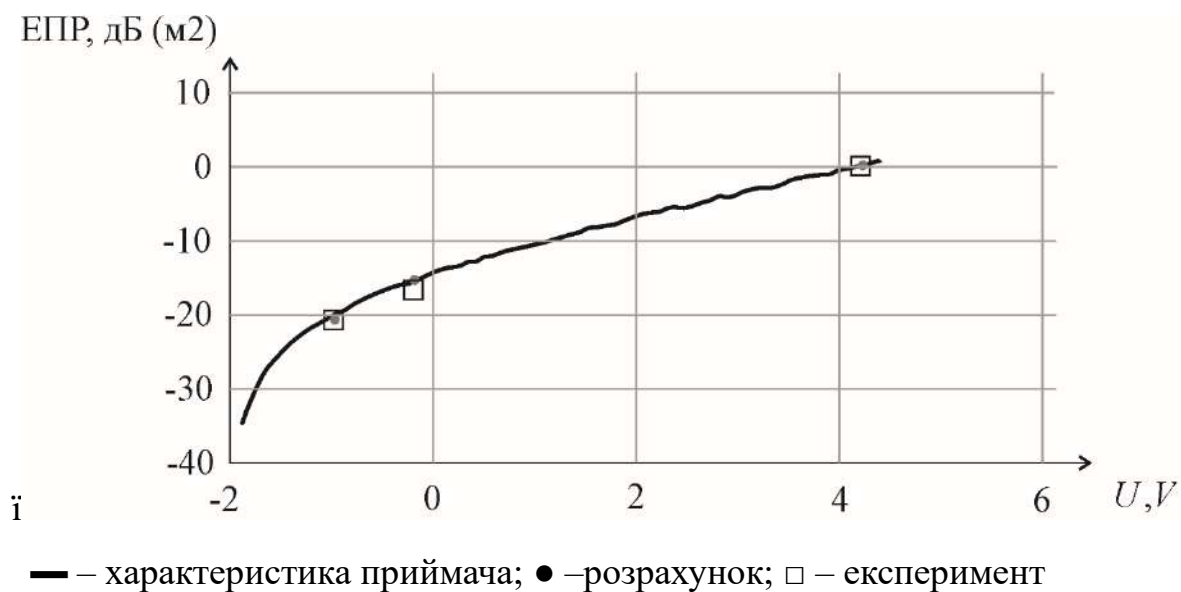


Рисунок 2.10 – Прив'язка характеристики приймача до еталонних об'єктів

Контроль робочої характеристики стенду здійснювався за допомогою вимірювань ефективної площі розсіювання металевих пластин з різними розмірами. Результати проведених вимірювань приведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Результати вимірювань ЕПР еталонних об'єктів

Об'єкт	Теор. ЕПР, м ²	Результат вимірювань, м ²		
		Мін. ЕПР	Середнє	Мах. ЕПР
Пластина 80x80 мм	0.57	0.35	0.43	0.53
Пластина 100x100 мм	1.4	1.28	1.37	1.45
Пластина 120x120 мм	2.89	2.8	3.11	3.17
Пластина 140x140 мм	5.3	5.09	5.2	5.22

Перевірка точності вимірювань при обертанні об'єкта від 0 до 360 градусів було проведено вимірювання діаграми спрямованості плоскої металевої пластинки з геометричними розмірами 100 на 100 мм, розраховане та вимірне максимальне значення ефективної площі розсіювання такої пластини приведено в таблиці 2.1. Результати проведених вимірювань представлені на рисунку 2.11.

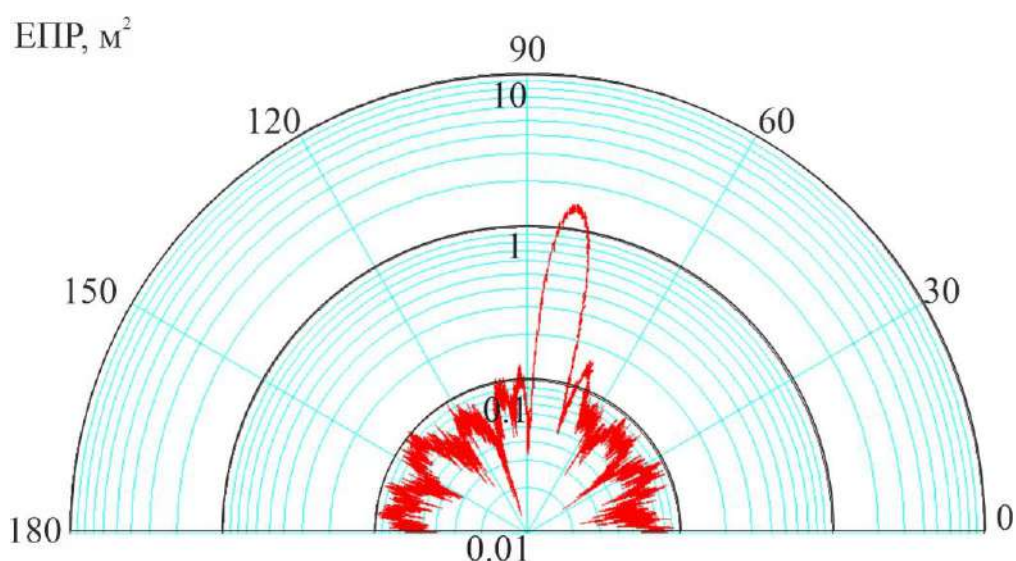


Рисунок 2.11 – Результати вимірювань залежності ЕПР металевої пластинки розміром 100x100 мм від кута опромінення

2.5 Дослідження та методика вимірювань характеристик лінії електропередачі

Для об'єктивності досліджень в якості дослідних зразків було взято декілька зразків ліній електропередачі з зовнішнім діаметром від 2 мм до 39 мм. На рисунку 2.12 показано зовнішній вигляд двох дослідних зразків завтовшки 7 мм (рис. 2.12-а) та 30 мм (рис. 2.12-б).

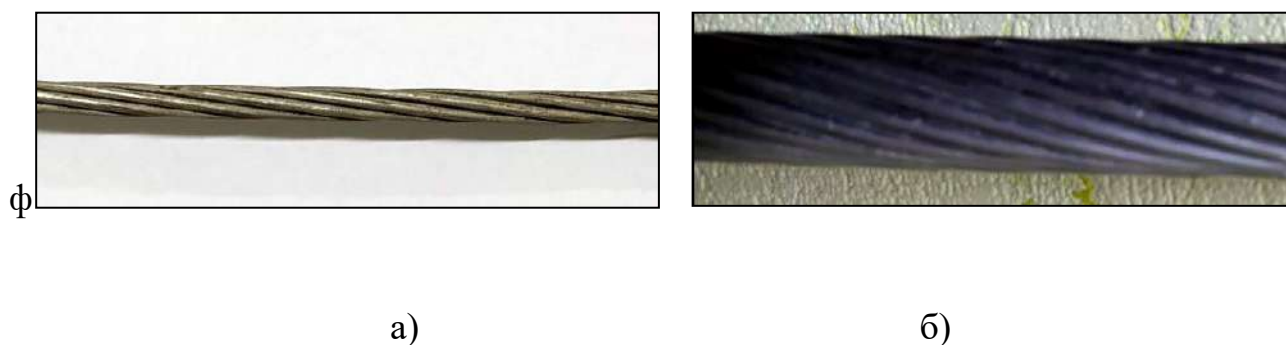
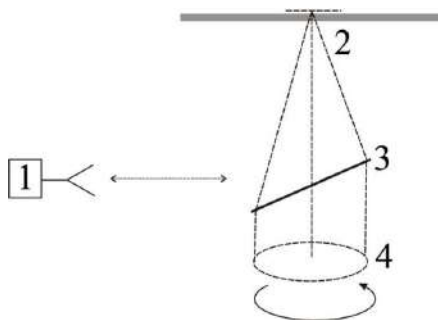


Рисунок 2.12 – Зразки електричних дротів завтовшки 7 мм (а) та 30 мм (б)

Дроти, які досліджувались, мають довжину приблизно 2,5 м, саме така довжина дроту, по розрахункам, дозволяє захватити дроти таким чином, щоб їх кінці виходили за межі діаграми спрямованості вимірювальної рупорної антени.

Їх за допомогою мотузок фіксували на певній висоті вертикально до стелі. Далі проводилось опромінення за допомогою сигналу з вертикальною поляризацією, відбиті сигнали приймалися на вертикальній та горизонтальній поляризації.

Для можливості дослідження залежності ефективної площі розсіювання від куту спостереження фрагмент дроту довжиною 1 м закріплювався горизонтально. Далі за допомогою поворотної платформи проводилось його обертання у горизонтальній площині (рис. 2.13).



- 1 – вимірювальний комплекс; 2 – радіопрозорий підвіс;
3 – досліджуваний дріт; 4 – привід поворотної платформи.

Рисунок 2.13 – Схема вимірювання діаграми розсіювання

Під час цього проводились вимірювання відбитих сигналів з горизонтальною та вертикальною поляризацією та паралельно фіксація кутового положення об'єкту, що досліджується. В даному експерименті сигнал, що випромінювався, мав горизонтальну поляризацію. Всі обчислення ефективної площі розсіювання виконувались за методикою описаною в попередньому пункті 2.4.

При дослідженнях поляризаційних характеристик окрім відбиті сигнали від дротів ліній електропередачі на змішувальні камери приймального блоку (див. рис. 2.7) подавались сигнали з генератору НВЧ. Реєстрація сигналів проміжної частоти вертикального та горизонтального каналів фіксувались цифровим осцилографом RTO2044 (рис. 2.14). Записані сигнали в подальшому були оброблені на комп'ютері.

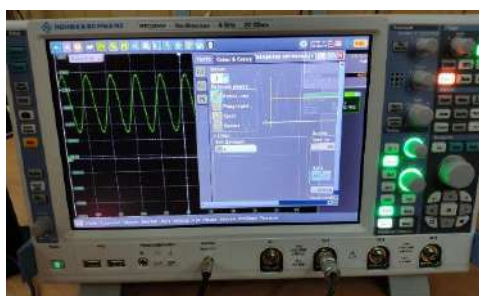


Рисунок 2.14 – Осцилограф для реєстрації сигналів проміжної частоти

2.6 Результати експериментальних досліджень

Для зразків дротів, які були описані в пункті 2.5 проведено вимірювання максимальної ефективної площі розсіювання на частотах 9,97 ГГц, 34 ГГц та 94 ГГц. Результати вимірювань представлені в таблиці 2.2. Поляризації сигналу зондування та відбитий від об'єкту спостереження узгоджені між собою, тобто, дріт розміщений вертикально опромінюється сигналом вертикальної поляризації і на приймачу приймаємо теж вертикально поляризовані сигнали.

Таблиця 2.2 – Результати вимірювань ЕПР зразків дротів

Довжина хвилі λ	Діаметр дроту			
	2 мм	7 мм	12 мм	30 мм
3 мм	0,21	0,176	0,062	0,091
8 мм	0,185	0,217	0,115	0,146
32 мм	0,077	0,141	0,253	0,319

Проаналізувавши отримані результати, можна зробити висновок, що процес відбиття електромагнітних хвиль від об'єктів дослідження мають резонансний характер. Виявлено, що ЕПР дротів для діапазону довжин хвиль 3 см явно залежить від товщини D . Дану залежність відображено на рисунку 2.17. Справедливим буде твердження, що для тонких дротів $D < \lambda$ при зростанні довжини хвилі відбувається зменшення питомої ефективної площі розсіювання, для «товстих» $D > \lambda$ вона збільшується. При цьому можна сказати, що сигнал відбитий від дроту змінює свою поляризацію, відповідно ефективна площа розсіювання на узгодженій поляризації (зонduючий і прийнятий на одній поляризації) сигналу зменшується, а на ортогональній вона зростає. На рисунку 2.17 приведено поляризаційну діаграму сигналу відбитого дротом лінії електропередачі (рис. 2.12-а). Кожна точка (рис 2.17) представляє собою результат одичного досліду. На графіку можна спостерігати поворот площини поляризації сигналу відносно вертикалі приблизно на 10° при вертикальній орієнтації об'єкту дослідження.

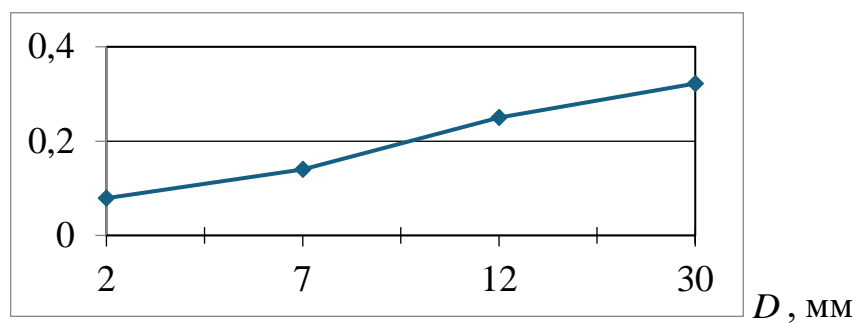
ЕПР, м²/м

Рисунок 2.17 – Залежність питомої ЕПР дроту від діаметру

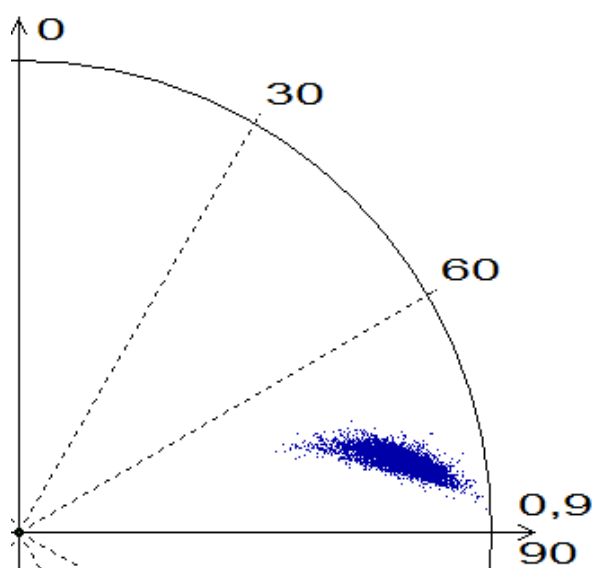
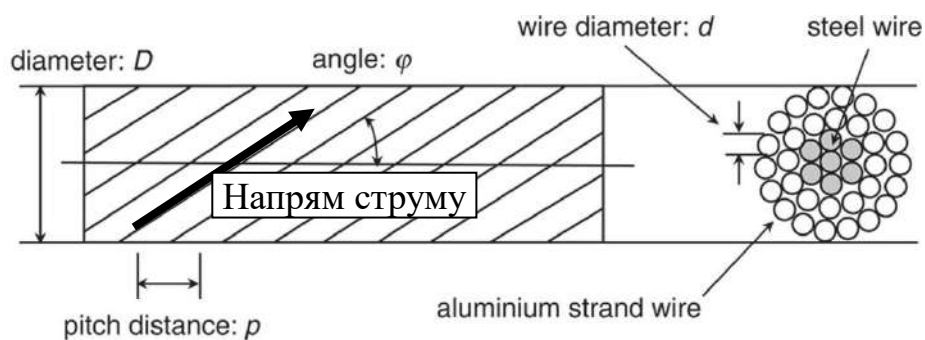
Рисунок 2.18 – Поляризаційна діаграма дроту діаметром $D=7$ мм при зондуванні сигналом з довжиною хвилі $\lambda=3$ см

Рисунок 2.19 – Конструкція дроту та напрям струму

Конструкція дроту лінії електропередач представляє структуру, яка складається з менших за діаметром d дротів, які намотані під кутом φ відносно осі дроту з кроком p (рис. 2.18). При опроміненні такого дроту поляризованим сигналом, паралельно осі дроту, на ньому наводяться струми, що протікають під кутом φ до вектору електричного поля сигналу, що випромінюється передавачем. Така структура призводить до того, що сигнали зондування відбиваються під кутом φ .

При прийомі на антену, яка узгоджена по поляризації сигналу зондування це можна спостерігати як зменшення ефективної площі розсіювання. Також слід відмітити наявність фазового зсуву γ (2.13). Структура дроту з кроком p створює умови до виникнення резонансних ефектів при розсіюванні електромагнітних хвиль. Резонансне розсіювання на дротах призводить до періодичності їх діаграми розсіювання, що було виявлено під час вимірювання залежності ефективної площі розсіювання (ЕПР) дроту від кута спостереження при нахилі -10° .

На рисунку 2.19 показано діаграму розсіювання дроту діаметром 7 мм при зондуванні сигналом з довжиною хвилі 3 см (рис. 2.12-а) під час його обертання за схемою експерименту, зображеною на рисунку 2.13. Горизонтально орієнтований дріт опромінювався сигналом з горизонтальною поляризацією, прийом також був горизонтальний. Спостерігалися періодичні флуктуації ЕПР залежно від кута спостереження дроту θ . Отримані результати узгоджуються з даними інших дослідників, зокрема, наведеними в роботах [31, 43].

При опроміненні дроту, з структурою приведеною на рисунку 2.19, горизонтально розміщеного сигналом з горизонтальною поляризацією спостерігається відбиті сигнали на вертикальній поляризації. Максимальна ЕПР дроту на кросполяризації досягає значення близько 90% максимальної ефективної площі розсіювання дроту на узгодженій поляризації при його спостереженні вздовж ліній електропередач. В секторі кутів від 60° до 80° ЕПР дроту на кросполяризації є меншою в 10...100 разів дроту на узгодженій поляризації при його спостереженні вздовж ліній електропередач, що значно знижує імовірність їх виявлення.

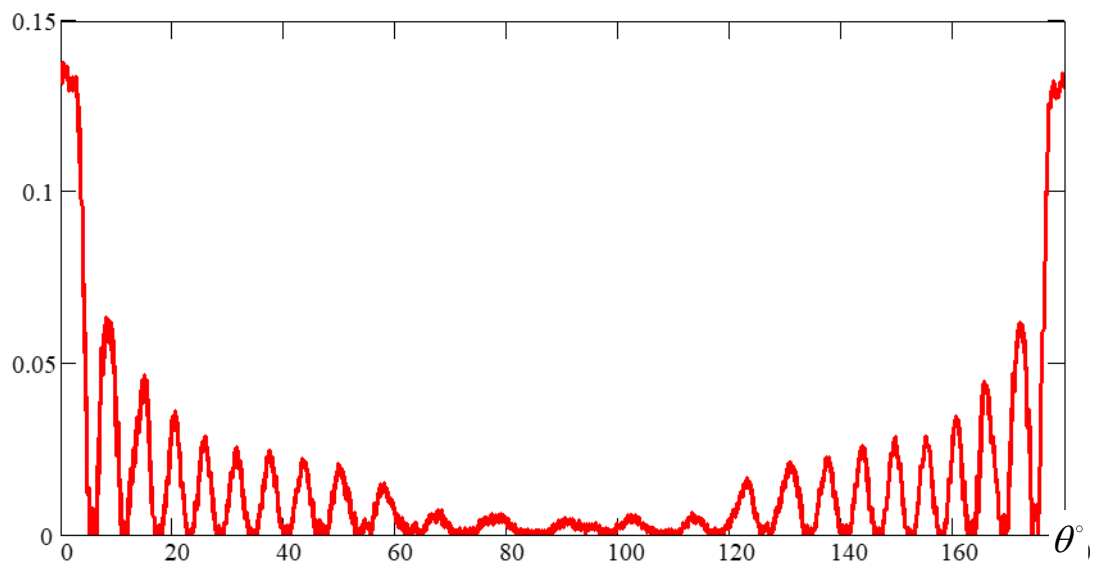
ЕПР, м²

Рисунок 2.16 – Діаграма розсіювання дроту діаметром $D=7$ мм,
 $\lambda=3$ см, поляризація узгоджена

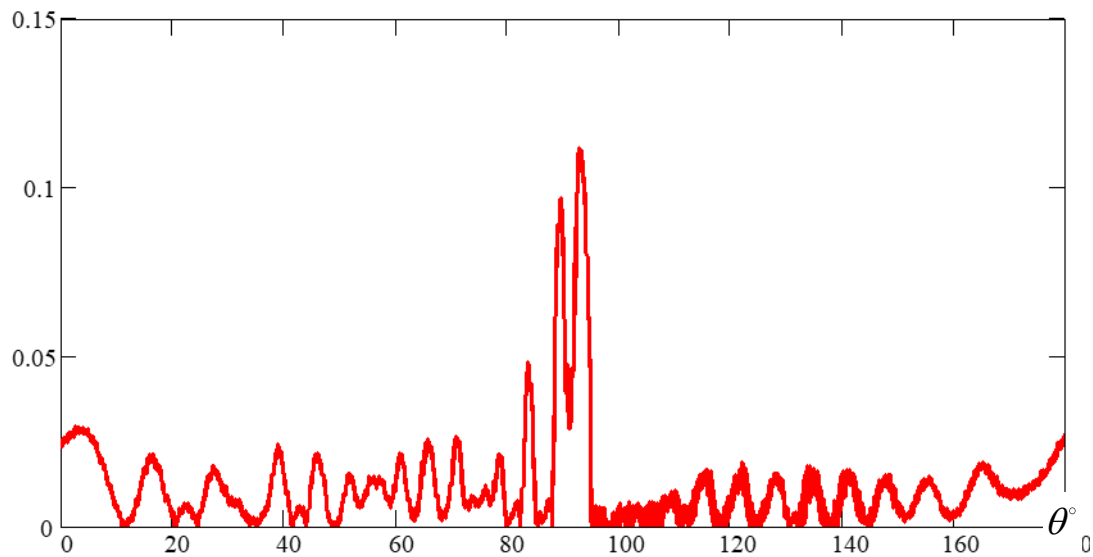
ЕПР, м²

Рисунок 2.17 – Діаграма розсіювання дроту діаметром $D=7$ мм,
 $\lambda=3$ см, кросполяризація

Висновок до розділу

Однією з найбільших небезпек для польотів вертольотів на малих висотах є лінії електропередач, які є досить складно виявити, особливо дроти ліній електропередач. Теоретичні методи не дають можливість точно оцінити ефективну площу розсіювання дротів, які мають достатньо складну структуру для проведення електродинамічного аналізу. Тому досить важливим напрямком є експериментальні дослідження у безлунній камері.

Стенд для радіолокаційних вимірювань, що зібраний на базі безлунної камери дозволяє вимірювати ЕПР та поляризаційні характеристики радіолокаційних об'єктів у широкому діапазоні довжин радіохвиль.

Дослідження ефективної площі розсіювання (ЕПР) зразків електричних дротів різного діаметру показали, що їх ЕПР залежить від їх товщини, ракурсу спостереження та поляризації сигналу зондування. Вважається, що дроти розміщені горизонтально відносно поверхні землі повинні відбивати сигнали з горизонтальною поляризацією.

Проведені дослідження демонструють, що дріт орієнтований у просторі горизонтально при відбиті сигналів зондування повертає площину поляризації в залежності від конструкції та ракурсу спостереження дроту лінії електропередач. Максимальний рівень деполіризації сигналів можна спостерігати при зондуванні уздовж ЛЕП. При проектуванні радарів для виявлення ЛЕП потрібно враховувати, що питома ЕПР дротів досить мала, тому для їх виявлення необхідно використовувати модульований сигнал з поляризацією та виконувати прийом відбитих сигналів на два канали для отримання повної енергії відбитого сигналу..

РОЗДІЛ 3

ОПТИМІЗАЦІЯ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ СЕЛЕКЦІЇ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДЧ. РОЗРОБКА ПРАКТИЧНОГО АЛГОРИТУ ТА МЕТОДУ

3.1 Математичний опис структури корисних сигналів та завад

Вирішення задачі поляризаційної селекції ліній електропередач потребує попереднього попередньо визначення параметрів та ознак у сигналах віддзеркалених від цілей та джерел завад, які можливо ефективно використовувати для виділення сигналів та зменшення рівня завад. У більшості практичних випадків поряд із доплерівськими ознаками присутні також поляризаційні характеристики. Це пояснюється тим, що у сигналах, відбитих від підстильної поверхні, наприклад, від рослинного покриву, часто переважають коливання з вертикальною поляризацією, тоді як у сигналах, відбитих від об'єктів, переважають коливання з горизонтальною поляризацією. Відчутного підвищення ефективності селекції можна досягти лише за умови використання поляризаційних відмінностей у різних комбінаціях або повною мірою всіх відмінностей.

Синтезований метод поляризаційної селекції об'єктів на фоні завад віддзеркалених від підстильної поверхні доцільно записувати у загальній математичній формі. Сигнал, що випромінюється передавачем має наступну структуру

$$s_{\mu}(t) = \operatorname{Re} \dot{S}_{0\mu}(t) \exp\{j\omega_0 t\}, \quad (3.1)$$

де $\dot{S}_{0\mu}(t)$ – функція, яка описує форму комплексної обвідної сигналу відносно змінної часу t , $\mu = (B, \Gamma)$ – індекс поляризації, який відповідає поляризації зондуючого сигналу, відповідно вертикальній (В) або горизонтальній (Г) поляризації, $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несуча частота коливання сигналу. Представлення сигналу $s_{\mu}(t)$ у наступній формі (3.1) характеризує великий клас радіолокаційних сигналів,

таких як вузькосмугові та широкосмугові. Для спрощення розрахунків вважатимемо, що форма зонduючого сигналу (3.1) не залежить від виду поляризації $\dot{S}_{0\mu}(t) = \dot{S}_0(t)$.

Рівняння спостереження $\bar{u}(t) = \|u_k(t)\|$ представимо у вигляді адитивної моделі корисних сигналів, фонового завадового випромінювання від земної поверхні і внутрішніх білих завад приймача

$$\bar{u}(t) = \bar{s}(t, \vec{\lambda}) + \bar{n}(t) + \bar{\eta}(t), \quad (3.2)$$

де $\bar{s}(t, \vec{\lambda}) = \|s_k(t, \vec{\lambda})\|$ – корисний сигнал, що функціонально-детерміновану форму відносно змінної часу $t \in (0, T)$, виду модуляції зонduючого сигналу, швидкості руху носія, ширини діаграми спрямованості несинтезованої апертури і інформаційних параметрів $\vec{\lambda} = \|\lambda_v\|$, які характеризують стан об'єкта (дальність, швидкість кутові коефіцієнти та інше), $\bar{n}(t) = \|n_k(t, \vec{\lambda})\|$ – пасивні завади, що обумовлені радіолокаційними віддзеркаленнями від підстильної поверхні сигналів, що випромінюються, $\bar{\eta}(t) = \|\eta_k(t)\|$ – завади типу білого завади – внутрішні завади приймача у відповідному каналі прийому, індекс $k=(BB, ГГ, ВГ, ГВ)$, що відповідає виду поляризації коливань на вході приймача при заданій поляризації випромінювань на передавачі. Для спрощення оптимізаційної задачі припускаємо, що перехресні компоненти є або відсутніми, або доповнюють сигнали основних поляризацій, тобто $k=(BB, ГГ)$. У цьому контексті не розглядаються питання, що стосуються оптимізації геометрії високочастотного блоку налаштовуваного поляриметра для різних орієнтацій вектору поляризації. Враховуючі, що сигнал випромінюється заданий формулою (3.1), сигнал віддзеркалений від об'єкта представлено у наступному вигляді:

$$s_k(t, \vec{\lambda}) = \text{Re} \dot{S}_{0k} \left[t - t_{zu}(t), \vec{\lambda} \right] \exp\{j2\pi f_0 t\}, \quad (3.3)$$

де $\dot{S}_{0k} [t - t_{3l}(t), \vec{\lambda}]$ – функція, представляє широкий клас сигналів з модуляцією, $\vec{\lambda}$ – векторний параметр, який містить набір параметрів, що характеризують стан об'єкту.

При вирішенні оптимізаційної задачі поляризаційної селекції сигналів на фоні завад необхідно враховувати відповідні їм відмінні ознаки. Сигнал віддзеркалений від ліній електропередач має чітко виражену горизонтальну поляризацію, на відміну від сигналів, що віддзеркалені від земної поверхні. Пасивні завади представимо в наступному виді:

$$n_k(t) = \text{Re} \dot{C} \int_D \dot{G}(\vec{r}, t) \frac{d\dot{E}_{k \text{ вiд} \delta_3}(\vec{r}, t)}{\dot{E}_{\mu \text{ на} \delta}} \dot{S}_{0\mu} [t - t_3(t, \vec{r})] e^{j2\pi f_0 [t - t_3(t, \vec{r})]} d\vec{r}, \quad (3.4)$$

де \dot{C} – коефіцієнт пропорційності, що враховує втрати сигналів під час їх поширення, передачі сигналів через антено-фідерні системи та ін., $\dot{G}(\vec{r}, t)$ – діаграма спрямованості антени, що формується на поверхні області її засвічення, $\dot{E}_{k \text{ вiд} \delta_3}$ та $\dot{E}_{\mu \text{ на} \delta}$ напруженості розсіючого та падаючого полів на елементарному майданчику поверхні $d\vec{r} = dx dy$, $t_3(t, \vec{r})$ - час затримки.

Для зручності розрахунків надалі відношення напруженості розсіючого та падаючого полів $\frac{d\dot{E}_{k \text{ вiд} \delta_3}(\vec{r}, t)}{\dot{E}_{\mu \text{ на} \delta} d\vec{r}}$ будемо записувати як $\dot{F}_k(\vec{r}, t)$ комплексний коефіцієнт віддзеркалення хвиль від елементарних майданчиків поверхні $d\vec{r} = dx dy$. Враховуючи (3.4) кореляційні та взаємні кореляційні функції пасивних завад представимо у наступному вигляді

$$R_{nij}(t_1, t_2) \approx \frac{1}{2} r_G(t_1, t_2) \text{Re} \exp \{j2\pi f_0 (t_1 - t_2)\} |\dot{C}|^2 \dot{r}_{FH}(t_1, t_2) \times \\ \times \int_D \dot{\sigma}_{ij}^o(\vec{r}) \dot{G}(\vec{r}, t_1) \dot{G}^*(\vec{r}, t_2) \dot{S}_0 [t_1 - t_3(t_1, \vec{r})] \dot{S}_0 [t_2 - t_3(t_2, \vec{r})] d\vec{r} \quad (3.5)$$

де $r_G(t_1, t_2)$ – нормована кореляційна функція, що визначається рухом вертольоту в просторі та наявністю змішань щодо елементів поверхні в межах діаграми спрямованості антени $\dot{G}(\vec{r}, t_1)$, $\dot{r}_{Fij}(t_1, t_2)$ – нормована кореляційна функція, обумовлена відбиттям сигналів від елементів поверхні, які рухаються хаотично, $\dot{\sigma}_{ij}^o(\vec{r})$ – елемент коваріаційної матриці розсіювань. Будемо вважати, що для нормованої кореляційної функції справедливо $|\dot{r}_{Fij}(t, t)| = 1$.

Кореляційну матрицю завад (3.5) представимо,

$$\underline{R}_n(t_1, t_2) = \|\|R_{nij}(t_1, t_2)\|\| = \left\| \begin{array}{cc} R_{n11}(t_1, t_2) & R_{n12}(t_1, t_2) \\ R_{n21}(t_1, t_2) & R_{n22}(t_1, t_2) \end{array} \right\|, \quad (3.6)$$

де

$$R_{n_{ii}}(t_1, t_2) = \langle n_{ii}(t_1)n_{ii}(t_2) \rangle, \quad R_{n_{jj}}(t_1, t_2) = \langle n_{jj}(t_1)n_{jj}(t_2) \rangle,$$

$$R_{n_{ij}}(t_1, t_2) = \langle n_{ii}(t_1)n_{jj}(t_2) \rangle, \quad R_{n_{ji}}(t_1, t_2) = \langle n_{jj}(t_1)n_{ii}(t_2) \rangle.$$

Питома ефективна площа розсіювання визначається наступним математичним виразом

$$\dot{\sigma}_{ij}^o(\vec{r})\dot{r}_{Fij}(t_1, t_2) = \int_D \langle \dot{F}_i(\vec{r}, t_1)\dot{F}_j^*(\vec{r} + \vec{\rho}, t_2) \rangle \exp\{j\vec{q}_\perp \vec{\rho}\} d\vec{\rho} \quad (3.7)$$

$$\vec{\rho} = \vec{r}_1 - \vec{r}_2 = \|x_1 - x_2, y_1 - y_2\|$$

де $\vec{q}_\perp = \|q_x, q_y\|$ – просторові частоти в площині $\vec{r} = (x, y)$, що свідчить про розсіювання радіохвиль на поверхні.

Враховуючи (3.7) коваріаційну матриця розсіювання представимо у наступному вигляді

$$\|\|\sigma_{ij}^0\|\| = \left\| \begin{array}{cc} \sigma_1^0 & \sigma_{12}^0 \\ \sigma_{21}^0 & \sigma_2^0 \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \sigma_{BB}^0 & \sigma_{B\Gamma\Gamma}^0 \\ \sigma_{\Gamma\Gamma BB}^0 & \sigma_{\Gamma\Gamma}^0 \end{array} \right\|, \quad (3.8)$$

при неспівпадаючих індексах, наприклад, $\dot{\sigma}_{BB\Gamma}^o$ та $\dot{\sigma}_{BB\Gamma B}^o$, ефективні перерізи розсіювання називаються взаємними ефективними перерізами розсіювання, а у випадку перехресних поляризацій, наприклад, $\sigma_{B\Gamma}^o$, $\sigma_{\Gamma B}^o$, – перехресними.

3.2 Фізичні особливості заводових сигналів різних поляризацій

Кореляційну функцію коефіцієнтів розсіювання представимо у вигляді добутку функцій, які в загальному випадку є комплексними

$$\dot{R}_{Fij}(\vec{r}, \vec{\rho}, t_1, t_2) = \langle \dot{F}_i(\vec{r}, t_1) \dot{F}_j^*(\vec{r} + \vec{\rho}, t_2) \rangle = \dot{R}_{Fij}(\vec{r}, \vec{\rho}) \dot{r}_{Fij}(t_1, t_2), \quad (3.9)$$

тоді

$$\sigma_{ij}^o(\vec{r}) = \int_D \dot{R}_{Fij}(\vec{r}, \vec{\rho}) \exp\{j\vec{q}_\perp \vec{\rho}\} d\vec{\rho}, \quad (3.10)$$

при цьому приймаємо, що $\sigma_{ii}^o = \sigma_i^o$ та $\sigma_{jj}^o = \sigma_j^o$.

У випадку коли індекси поляризації співпадають ефективні перерізи σ_{BB}^o та $\sigma_{\Gamma\Gamma}^o$ є дійсними, а $\sigma_{BB\Gamma}^o$ та $\sigma_{\Gamma B}^o$ – комплексними. Взаємні ефективні перерізи розсіювання можуть являтися дійсними при високому рівні кореляції процесів $n_{BB}(t)$ та $n_{\Gamma\Gamma}(t)$. Кореляційна функція коефіцієнта розсіювання для статистично однорідних поверхонь по просторовим координатам та поверхонь, які стаціонарно флюктують у часі (1), залежить виключно від різницевих аргументів. Ефективний переріз розсіювання також враховується в цьому контексті.

Кореляційна функція коефіцієнта розсіювання статистично однорідних поверхонь по просторовим координатам та поверхонь стаціонарно флюктуючих у часі

$$\langle \dot{F}_i(\vec{r}, t_1) \dot{F}_j^*(\vec{r} + \vec{\rho}, t_2) \rangle = \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}, t_1 - t_2) = \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) \dot{r}_{Fij}(t_1 - t_2), \quad (3.11)$$

залежить тільки від різниці $t_1 - t_2$, тоді

$$\dot{\sigma}_{ij}^o = \int_D \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) \exp\{\vec{q}_\perp \vec{\rho}\} d\vec{\rho} = const, \quad (3.12)$$

в іншому випадку, якщо поверхня статистично неоднорідна, тоді (3.12) є функцією просторових координат $\dot{\sigma}_{ij}^o = \dot{\sigma}_{ij}^o(\vec{r})$.

Надалі вважаємо, що в області спостереження D коефіцієнт розмінювання є статистично однорідним процесом у якого ширина кореляційної функції значно менше даної області. Тоді межі інтегрування у (3.12) є нескінченними і вважатимемо його наближенням до перетворення Фур'є. Зазвичай радіус кореляції нерівностей в межах статистично-однорідних поверхонь значно менший порівняно з інтервалом зміни їх статистичної однорідності. Якщо прийняти, що елементи поверхні є нерухомими, тоді можна $|\dot{r}_{Fij}(t_1, t_2)|$ прирівняти до одиниці, тоді статистичною характеристикою взаємної кореляції сигналів з різною поляризацією є величина питомої ефективної площі розсіювання σ_{ij}^o можна вважати дійсною або наближеною до дійсною. Враховуючи сказане вище нормованим коефіцієнтом кореляції сигналів буде величина $r_{ij} = \frac{\sigma_{ij}^o}{\sqrt{\sigma_i^o \sigma_j^o}}$. Для обґрунтування наближеності дійсності питомої ефективної площі розсіювання σ_{ij}^o припустимо, що комплексний коефіцієнт розсіювання $\dot{F}_i(\vec{r}, t)$ не залежить від часу, тоді

$$\begin{aligned} \dot{F}_i(\vec{r}) &= \text{Re} \dot{F}_i(\vec{r}) + j \text{Im} F_i(\vec{r}) = x(\vec{r}) + jx_\perp(\vec{r}) \\ \dot{F}_j(\vec{r}) &= \text{Re} \dot{F}_j(\vec{r}) + j \text{Im} F_j(\vec{r}) = y(\vec{r}) + jy_\perp(\vec{r}), \end{aligned} \quad (3.13)$$

є статистично однорідним процесом, квадратурні компоненти якого зв'язані двовимірним перетворенням Гілберта,

$$x(\vec{r}) = \text{Im} \dot{F}_i(\vec{r}) = x_{\perp}(\vec{r}) = H \left[\text{Re} \dot{F}_i(\vec{r}) \right] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\mu, \nu)}{\pi^2 (\mu - x)(\nu - y)} d\mu d\nu, \quad (3.14)$$

тоді на основі властивостей перетворення Гілберта,

$$\dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) = R_{xy}(\vec{\rho}) + R_{x_{\perp}y_{\perp}}(\vec{\rho}) + j \left[R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}) - R_{xy_{\perp}}(\vec{\rho}) \right], \quad (3.15)$$

де

$$\begin{aligned} R_{xy}(\vec{\rho}) &= \langle x(\vec{r})y(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle, \quad R_{x_{\perp}y_{\perp}}(\vec{\rho}) = \langle x_{\perp}(\vec{r})y_{\perp}(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle, \\ R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}) &= \langle x_{\perp}(\vec{r})y(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle, \quad R_{xy_{\perp}}(\vec{\rho}) = \langle x(\vec{r})y_{\perp}(\vec{r} + \vec{\rho}) \rangle, \\ R_{xy}(\vec{\rho}) &= R_{x_{\perp}y_{\perp}}(\vec{\rho}), \quad R_{xy_{\perp}}(\vec{\rho}) = -R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}). \end{aligned}$$

Кореляційні функції $R_{xy}(\vec{\rho})$ і $R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho})$ зв'язані між собою перетворення Гілберта, $R_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}) = H \left[R_{xy}(\vec{\rho}) \right] = \tilde{R}_{xy}(\vec{\rho})$. В результаті кореляційна функція коефіцієнту розсіювання прийме наступний вигляд

$$\dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) = 2 \left[R_{xy}(\vec{\rho}) + jR_{x_{\perp}y}(\vec{\rho}) \right] = 2 \left\{ R_{xy}(\vec{\rho}) + jH \left[R_{xy}(\vec{\rho}) \right] \right\} = 2 \left\{ R_{xy}(\vec{\rho}) + j\tilde{R}_{xy}(\vec{\rho}) \right\},$$

при різних індексах поляризації, якщо індекси поляризації співпадають формула є подібною

$$\dot{R}_{Fii}(\vec{\rho}) = 2 \left[R_{xx}(\vec{\rho}) + jR_{x_{\perp}x}(\vec{\rho}) \right] = 2 \left\{ R_{xx}(\vec{\rho}) + j\tilde{R}_{xx}(\vec{\rho}) \right\},$$

причому

$$\begin{cases} R_{xx}(\vec{\rho}) = R_{x_{\perp}x_{\perp}}(\vec{\rho}) = R_{xx}(-\vec{\rho}) \\ R_{x_{\perp}x}(\vec{\rho}) = \tilde{R}_{xx}(\vec{\rho}) = -R_{xx_{\perp}}(\vec{\rho}) = -R_{x_{\perp}x}(-\vec{\rho}) \\ R_{x_{\perp}x}(0) = -R_{xx_{\perp}}(0) = 0 \end{cases}$$

На основі отриманих результатів можна зробити висновок, що при однакових та різних індексах комплексні кореляційні функції пов'язані між собою перетворенням Гілберта. Функція $R_{xx}(\vec{\rho})$ є парною, а образ Гілберта $R_{x\perp x}(\vec{\rho}) = \tilde{R}_{xx}(\vec{\rho})$ – непарною. В точці коли $\vec{\rho} = 0 \cdot R_{xx}(0)$ значення максимальне, а $\tilde{R}_{xx}(0)$ рівне нулю.

Двовимірні спектри дійсних частин при співпадінню аргументів являються парними і дійсними

$$G_F(\vec{\omega}) = \mathbb{F}[R_{xx}(\vec{\rho})] = \lim_{\Delta S \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta S} \langle \dot{X}(j\vec{\omega}) X^*(j\vec{\omega}) \rangle = \lim_{\Delta S \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta S} \langle |\dot{X}(j\vec{\omega})|^2 \rangle, \quad (3.16)$$

$$\vec{\omega} = (\omega_\xi, \omega_\eta),$$

де ΔS – просторовий інтервал спостереження процесу $x(\vec{r})$, $\mathbb{F}\{\cdot\}$ – знак прямого перетворення Фур'є.

Спектри отримані в результаті перетворення Фур'є від уявних частин, що являються результатами перетворення Гілберта від дійсних частин мають наступний вигляд,

$$G_{F\perp}(\vec{\omega}) = \mathbb{F}\{\tilde{R}_{xx}(\vec{\rho})\} = (j \operatorname{sgn} \vec{\omega}) G_F(\vec{\omega}), \quad (3.17)$$

де у випадку, якщо $\operatorname{sgn} \vec{\omega}$ дорівнює одиниці, тоді $\omega_\xi, \omega_\eta > 0$, а при $\operatorname{sgn} \vec{\omega} = -1$, тоді $\omega_\xi, \omega_\eta < 0$.

Сумарний спектр визначений тільки в області позитивних частот є дійсними,

$$\mathbb{F}[\dot{R}_{Fii}(\vec{\rho})] = (1 + \operatorname{sgn} \vec{\omega}) G_F(\vec{\omega}), \quad (3.18)$$

з цього виходить, що ефективний переріз розсіювання (3.12) є дійсною величиною.

У випадку коли індекси поляризації не співпадають, тоді

$$\begin{aligned}\dot{\sigma}_{ij}^o(\vec{\omega}) &= \int_D \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) e^{j\vec{q}_\perp \vec{\rho}} d\vec{\rho} \approx \mathbb{F}[\dot{R}_{Fij}(\vec{\rho})] = \\ &= 2[\dot{G}_{xy}(\vec{\omega}) + j(-j \operatorname{sgn} \vec{\omega}) \dot{G}_{xy}(\vec{\omega})] = (1 + \operatorname{sgn} \vec{\omega}) \dot{G}_{xy}(\vec{\omega}),\end{aligned}\quad (3.19)$$

де

$$\dot{G}_{xy}(\vec{\omega}) = \lim_{\Delta S \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta S} \langle \dot{X}(j\vec{\omega}) Y^*(j\vec{\omega}) \rangle, \quad \vec{\omega} = \vec{q}_\perp,$$

в загальному випадку для процесів з різними спектрами не дійсний. При високому рівні кореляції процесів $x(\vec{r})$, $y(\vec{r})$ та відповідно їх спектрів $\dot{X}(j\vec{\omega}) \approx \alpha \dot{Y}(j\vec{\omega})$, величину (3.19) можна вважати дійсною.

Внутрішня структура інтегралу (3.12) як образу Фур'є не несе суттєвого інтересу, але при вирішенні більшості практичних задач кореляційну функцію коефіцієнта розсіювання в загальному випадку не стаціонарності та статистичної неоднорідності можна розрахувати по просторовим координатам, тобто

$$\dot{R}_{Fij}(\vec{r}, \vec{\rho}, t_1, t_2) = \sigma_{ij}(\vec{r}) \delta(\vec{\rho}) \dot{r}_{Fij}(t_1, t_2), \quad (3.20)$$

Виконавши підстановку виразу (3.20) в формулу ефективного перерізу розсіювання (3.8) з урахуванням кореляційної функції коефіцієнтів розсіювання (3.10) отримаємо тотожність. Якщо розглядати ефективний переріз розсіювання $\sigma_{ij}(\vec{r})$ в якості функції просторових координат, тоді виникає задача необхідності придушення завад в усій області спостереження і відповідно селекції об'єктів з врахуванням якнайбільшого числа можливих ознак (поляризаційних, просторових, спектральних та інших). Для можливості виконувати вирішення подальшої оптимізаційної задачі необхідно вважати, що питома ефективна поверхня

розсіювання σ_{ij}^o в області спостереження (пошуку), $\sigma_{ij}^o = const$, а пасивні завади різних поляризацій $n_k(t)$ стаціонарно випадковими функціями. При переході з однієї області локальної статистичної однорідності до іншої σ_{ij}^o є функціями просторових координат \vec{r} .

В подальшому в кореляційних та взаємо кореляційних функціях (3.7) нехтуємо зсувом у часі $t_1 - t_3(t_1, \vec{r})$. З урахуванням спрощень та припущень елементи матриці (3.6) можна представити наступним виразом

$$R_{nij}(t_1 - t_2) \approx \sigma_{ij}^o r_{Fij}(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi(t_1 - t_2). \quad (3.21)$$

Без особливої втрати загальності рішення оптимізаційної задачі можна вважати функцію $r_{Fij}(t_1 - t_2)$ дійсною. Якщо припустити, що в загальному випадку при різних індексах поляризації « i » та « j » нормовані кореляційні функції різні, результуюча матриця прийме наступний вигляд

$$\underline{R}_n(t_1 - t_2) = \|\underline{R}_{nij}(t_1 - t_2)\| \approx \|\sigma_{ij}^o r_{Fij}(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi_{od}(t_1 - t_2)\|. \quad (3.22)$$

де $\psi_{od}(t_1 - t_2) = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \exp\{j2\pi f_0(t_1 - t_2)\} \dot{\Psi}_{od}(t_1 - t_2) \right\}$ – автокореляційна функція

одиначного сигналу, $\dot{\Psi}_{od}(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{od}[t_1 - t_3] \dot{S}_{od}^*[t_2 - t_3] dt_3$ – комплексна обвідна

сигналу.

3.3 Метод поляризаційної селекції корисних сигналів

Задачу оптимізації селекції сигналів в поляриметричному радарі вирішимо методом максимальної правдоподібності

$$\frac{\partial}{\partial \lambda_i} P[\vec{u}/\vec{s}(t, \vec{\lambda})] = 0, \quad (3.23)$$

виконавши диференціювання та прирівнявши до нуля функціонал правдоподібності прийме наступний вигляд

$$\begin{aligned} P[\vec{u}/\vec{s}(t, \vec{\lambda})] &= k \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_0^T \int_0^T [u_i(t_1) - s_i(t, \vec{\lambda})] W_{ij}(t_1, t_2) [u_j(t_2) - s_j(t, \vec{\lambda})] dt_1 dt_2 \right\} \\ &= k \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_0^T \int_0^T [u_i(t_1) - s_i(t, \vec{\lambda})] W_{ij}(t_1, t_2) [u_j(t_2) - s_j(t, \vec{\lambda})] dt_1 dt_2 \right\}, \end{aligned} \quad (3.24)$$

де $\sum_{j=1}^2 \int_0^T W_{ij}(t_1, t_2) R_{jk}(t_2, t_3) dt_2 = \delta_{ik} \delta(t_1 - t_3)$ – індекс транспортування, $\delta(t_1 - t_3)$ –

обернена матриця обернених кореляційних функцій.

Обернену матрицю обернених кореляційних функцій δ_{ik} можна отримати з інтегрально-матричного рівняння обернення

$$\int_0^T \underline{R}(t_1, t_2) \underline{W}(t_2, t_3) dt_2 = \underline{I} \times \delta(t_1 - t_3), \quad (3.25)$$

де \underline{I} – одинична матриця, $\delta(t_1 - t_2)$ – дельта-функція.

У координатній формі функція (3.25) має наступний вигляд

$$\sum_{j=1}^2 \int_0^T W_{ij}(t_1, t_2) R_{jk}(t_2, t_3) dt_2 = \delta_{ik} \delta(t_1 - t_3), \quad (3.26)$$

де δ_{ik} – функція двох змінних (дельта Кронекера).

Враховуючи сказане вище представимо функцію (3.24) в наступному вигляді

$$P[\vec{u}/\vec{s}(t, \vec{\lambda})] = k k_1 \exp\{Y(\vec{\lambda})\} \exp\{-\mu(\vec{\lambda})\}, \quad (3.27)$$

де

$$k_1 = \exp\left\{-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2) \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2\right\}$$

$$Y(\vec{\lambda}) = \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2) \vec{s}(t, \vec{\lambda}) dt_1 dt_2, \quad (3.28)$$

$$\mu[\vec{s}(t, \vec{\lambda})] = \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \vec{s}^T(t, \vec{\lambda}) \underline{W}(t_1, t_2) \vec{s}(t, \vec{\lambda}) dt_1 dt_2 \quad (3.29)$$

Функція (3.28) є залежною від співвідношення сигнал/завада і незалежна від інформаційних параметрів $\vec{\lambda}$, які характеризують стан об'єкта. Це пов'язано з тим, що його основні параметри, що є характеристикою положення цілі у просторі (час затримки, фаза, частота) і зв'язані з ними дальність, кутові координати і ін., не є енергетичними.

Враховуючи сказане раніше множник $\exp\{-\mu(\vec{\lambda})\} = k_2$ і його можна вважати остійною величиною, тобто константою. З цього можна зробити заключення, що необхідно робити не пошук максимуму функції (3.23) з невідомими параметрами $\vec{\lambda}$, а краще шукати максимум множника $\exp\{Y(\vec{\lambda})\}$ або безпосередньо зв'язаного з ним вихідного ефекту $Y(\vec{\lambda})$.

У координатній формі вихідний ефект $Y(\vec{\lambda})$ має наступний вигляд

$$Y(t_{zu}, \vec{\lambda}) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_0^T \int_0^T u_i(t_1) W_{ij}(t_1, t_2) s_j(t_2 - t_{zu}, \vec{\lambda}) dt_1 dt_2 \quad (3.30)$$

де t_{zu} – час затримки зв'язаний з дальністю до об'єктів спостереження.

Вихідний ефект записаний формулою (3.30) включає, як поляризаційну, так і спектральну селекцію. Об'єкти, що скелетуються рухомі при наявності у них відповідних поляризаційних відмінностей корисних сигналів і завад.

Поставлена оптимізаційна задача потребує вирішення рівняння (3.28), тобто знаходження елементів оберненої кореляційної матриці обернених кореляційних функцій. Зрозуміло, що вирішення даної задачі є досить складним завданням, тому необхідно виконати ряд спрощень, що б звести його до інтегралу згортки.

Насамперед, вважатимемо, що завади є стаціонарними випадковими процесами у яких кореляційні та взаємно кореляційні функції залежать від τ . Припустимо, що інтервали кореляції даних процесів набагато менші ніж інтервал спостереження $(0, T)$, що дозволить в інтегрально-матричному рівнянні обернення (3.25) перейти до нескінченного інтервалу інтегрування. Надалі будемо вважати, що внутрішні завади приймача $\eta_i(t)$ є білими та незалежними між собою і незалежні від пасивних завад $n_i(t)$, завади, що обумовлені радіолокаційними віддзеркаленнями від підстильної поверхні, тоді матрицю кореляційних завад можна представити у вигляді суми відповідних матриць

$$\underline{R}_{\Sigma}(t_1 - t_2) = \left\| \sigma_{ij}^o r_{Fij}(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi(t_1 - t_2) \right\| + \left\| \frac{N_{0ni}}{2} \delta(t_1 - t_2) \right\|, \quad (3.31)$$

а матрицю кореляцій внутрішніх завад, що не залежать між собою

$$\underline{R}_\eta(t_1, t_2) = \frac{N_{0\eta}}{2} \delta(t_1 - t_2) = \begin{vmatrix} N_{0\eta 1} & 0 \\ 0 & N_{0\eta 2} \end{vmatrix} \delta(t_1 - t_2), \quad (3.32)$$

вважаємо діагональною.

Перепишемо рівняння (3.25) враховуючі введені припущення та спрощення

$$\int_{-\infty}^{\infty} \underline{W}(t_1 - t_2) \underline{R}_\Sigma(t_2 - t_3) dt_2 = \underline{I} \delta(t_1 - t_3) \Rightarrow \int_{-\infty}^{\infty} \underline{W}(\tau) \underline{R}_\Sigma(t - \tau) d\tau = \underline{I} \delta(t). \quad (3.33)$$

Рівняння (3.33) є рівнянням згортки, яке можна вирішити за допомогою перетворення Фур'є, в результаті якого ми отримаємо

$$\underline{G}_W(\omega) \underline{G}_{R_\Sigma}(\omega) = \underline{I} \Rightarrow \underline{G}_W(\omega) = \underline{G}_{R_\Sigma}^{-1}(\omega), \quad (3.34)$$

де $\underline{G}_{R_\Sigma}(\omega) = \mathbb{F}\{\underline{R}_\Sigma(t_1 - t_2)\}$ – матриця енергетичних спектрів завад, яку ще називають спектральна густина потужності.

Застосувавши до матриці кореляційних функцій (3.31) перетворення Фур'є, отримаємо матрицю енергетичних спектрів завад,

$$\underline{\dot{G}}_{R_\Sigma}(\omega) = \begin{vmatrix} \underline{G}_{R_{\Sigma 11}} & \underline{\dot{G}}_{R_{\Sigma 12}} \\ \underline{\dot{G}}_{R_{\Sigma 21}} & \underline{G}_{R_{\Sigma 22}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sigma_1^o G_{n1}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2} & \sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}(\omega) \\ \sigma_{21}^o \dot{G}_{n21}(\omega) & \sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} \end{vmatrix}, \quad (3.35)$$

де

$$G_{nij}(\omega) = \mathbb{F}\{r_{Fij}(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi(t_1 - t_2)\} = G_{Fij}(\omega) \cdot G_G(\omega) \cdot G_\psi(\omega), \quad (3.36)$$

«*» – знак згортки.

Стационарні випадкові процеси функцій $n_1(t) = n_{BB}(t)$ та $n_2(t) = n_{\Gamma\Gamma}(t)$ в

загальному випадку є комплексними, як образи Фур'є кореляційних функцій

$$R_{n_{12}}(t_1 - t_2), R_{n_{21}}(t_1 - t_2) = R_{n_{12}}(t_2 - t_1), \quad (3.37)$$

являють комплексно спряженими, тоді $\dot{G}_{n_{21}}(\omega)$ та $\dot{G}_{n_{12}}^*(\omega)$ рівні між собою, спектри $G_{n_{11}}(\omega)$ та відповідно образи Фур'є автокореляційних функцій $G_{n_{22}}(\omega)$ вважаються дійсними. З цього випливає, що σ_{12}^o відповідає σ_{21}^o , тобто вони рівні за значенням.

Обернена матриця енергетичних спектрів знаходиться з рівняння (3.37) і має наступний вигляд

$$\underline{\dot{G}}_W(\omega) = \begin{vmatrix} \dot{G}_{W_{11}}(\omega) & \dot{G}_{W_{12}}(\omega) \\ \dot{G}_{W_{21}}(\omega) & \dot{G}_{W_{22}}(\omega) \end{vmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} \sigma_2^o G_{n_2}(\omega) + \frac{N_{0\eta_2}}{2} & -\sigma_{12}^o \dot{G}_{n_{12}}(\omega) \\ -\sigma_{21}^o \dot{G}_{n_{21}}(\omega) & \sigma_1^o G_{n_1}(\omega) + \frac{N_{0\eta_1}}{2} \end{vmatrix}, \quad (3.38)$$

де

$$\Delta = \sigma_1^o \sigma_2^o G_{n_1} G_{n_2} + \sigma_1^o G_{n_1} \frac{N_{0\eta_2}}{2} + \sigma_2^o G_{n_2} \frac{N_{0\eta_1}}{2} + \frac{N_{0\eta_1} N_{0\eta_2}}{4} - \sigma_{12}^o \sigma_{21}^o \dot{G}_{n_{12}} \dot{G}_{n_{21}}, \quad (3.39)$$

– визначник матриці енергетичних спектрів.

Надалі будемо вважати, що

$$\dot{G}_{W_{12}}(\omega) = -\frac{\sigma_{21}^o \dot{G}_{n_{21}}(\omega)}{\Delta} = -\frac{\sigma_{21}^o \dot{G}_{n_{12}}^*(\omega)}{\Delta}, \quad \dot{G}_{W_{21}}(\omega) = -\frac{\sigma_{12}^o \dot{G}_{n_{12}}(\omega)}{\Delta}, \quad (3.40)$$

Застосувавши до виразу (3.38) обернене перетворення Фур'є отримаємо обернену матрицю обернених кореляційних функцій,

$$\|W_{ij}(t_1 - t_2)\| = \mathbb{F}^{-1} \left[\left\| \underline{\dot{G}}_W(\omega) \right\| \right], \quad (3.41)$$

На даному етапі всі складові, які необхідні для методу оптимальної обробки вихідного ефекту (3.16) є визначеними. Враховуючи, що опорний сигнал $s_i(t, \vec{\lambda})$ має кінцеву тривалість та характер завад ж стаціонарним, тоді можна межі

інтегрування в рівнянні (3.16) прийняти нескінченними, а подвійний інтеграл можна замінити на згортку,

$$\begin{aligned}
Y(t_{3y}, \vec{\lambda}) &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t_1) W_{ij}(t_1 - t_2) s_j(t_2 - t_{3y}, \vec{\lambda}) dt_1 dt_2 = \left| \begin{array}{l} t_2 - t_{3y} = \tau \\ t_1 = t \end{array} \right| = \\
&= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) \int_{-\infty}^{\infty} W_{ij}(t - \tau - t_{3y}) s_j(\tau, \vec{\lambda}) d\tau dt = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) s_{W_{ij}}(t - t_{3y}) dt = \\
&= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 u_i(t_{3y}) \otimes s_{W_{ij}}(t_{3y}, \vec{\lambda}) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 u_i(t_{3y}) * s_{W_{ij}}(-t_{3y}, \vec{\lambda}), \tag{3.42}
\end{aligned}$$

де

$$s_{W_{ij}}(t - t_{3y}, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} W_{ij}(t - \tau - t_{3y}) s_j(\tau, \vec{\lambda}) d\tau = W_{ij}(t - t_{3y}) * s_j(t - t_{3y}, \vec{\lambda}), \tag{3.43}$$

Враховуючи властивість того, що згортка та кореляційний інтеграл в нескінченних межах інтегрування відрізняються лише знаком змінної інтегрування, тоді подвійний інтеграл з нескінченними межами інтегрування можна записати у вигляді подвійної згортки,

$$Y(t_{3y}, \vec{\lambda}) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 u_i(t_{3y}) * W_{ij}(-t_{3y}) * s_j(-t_{3y}, \vec{\lambda}), \tag{3.44}$$

Враховуючи властивість, того що Фур'є згортки дорівнює добутку образів рівняння (3.44) з урахуванням (3.3) можна записати у наступному вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{Y}(j\omega, \vec{\lambda}) &= \vec{U}^T(j\omega) \underline{\dot{G}}_W^*(\omega) \vec{S}^*(j\omega, \vec{\lambda}) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \dot{U}_i(j\omega) \dot{G}_{W_{ij}}^*(\omega) \dot{S}_j^*(j\omega, \vec{\lambda}) = \\
&= \dot{U}_{BB}(j\omega) G_{W_{11}}(\omega) \dot{S}_{BB}^*(j\omega, \vec{\lambda}) + \dot{U}_{BB}(j\omega) G_{W_{12}}^*(\omega) \dot{S}_{\Gamma\Gamma}^*(j\omega, \vec{\lambda}) + \\
&+ \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) G_{W_{21}}^*(\omega) \dot{S}_{BB}^*(j\omega, \vec{\lambda}) + \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) G_{W_{22}}(\omega) \dot{S}_{\Gamma\Gamma}^*(j\omega, \vec{\lambda}), \tag{3.45}
\end{aligned}$$

Вихідний ефект (3.45) з урахуванням (3.38) можна представити як

$$\dot{Y}(j\omega, \vec{\lambda}) = \dot{U}_{BB}(j\omega) \left\{ \frac{\sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2}}{\Delta} \dot{S}_{BB}^*(j\omega, \vec{\lambda}) - \frac{\sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}^*(\omega)}{\Delta} \dot{S}_{\Gamma\Gamma}^*(j\omega, \vec{\lambda}) \right\} +$$

$$+ \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) \left\{ \frac{\sigma_1^o G_{n1}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2}}{\Delta} \dot{S}_{\Gamma\Gamma}^*(j\omega, \vec{\lambda}) - \frac{\sigma_{21}^o \dot{G}_{n21}^*(\omega)}{\Delta} \dot{S}_{BB}^*(j\omega, \vec{\lambda}) \right\}, \quad (3.46)$$

або

$$\dot{Y}(j\omega, \vec{\lambda}) = \left\{ \dot{U}_{BB}(j\omega) \frac{\sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2}}{\Delta} - \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) \frac{\sigma_{21}^o \dot{G}_{n21}^*(\omega)}{\Delta} \right\} \dot{S}_{BB}^*(j\omega, \vec{\lambda}) +$$

$$+ \left\{ \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) \frac{\sigma_1^o G_{n1}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2}}{\Delta} - \dot{U}_{BB}(j\omega) \frac{\sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}^*(\omega)}{\Delta} \right\} \dot{S}_{\Gamma\Gamma}^*(j\omega, \vec{\lambda}). \quad (3.47)$$

В результаті отриманий оптимальний поляризаційної селекції цілей можна представити у вигляді структурної схеми представленої на рисунку 3.1.

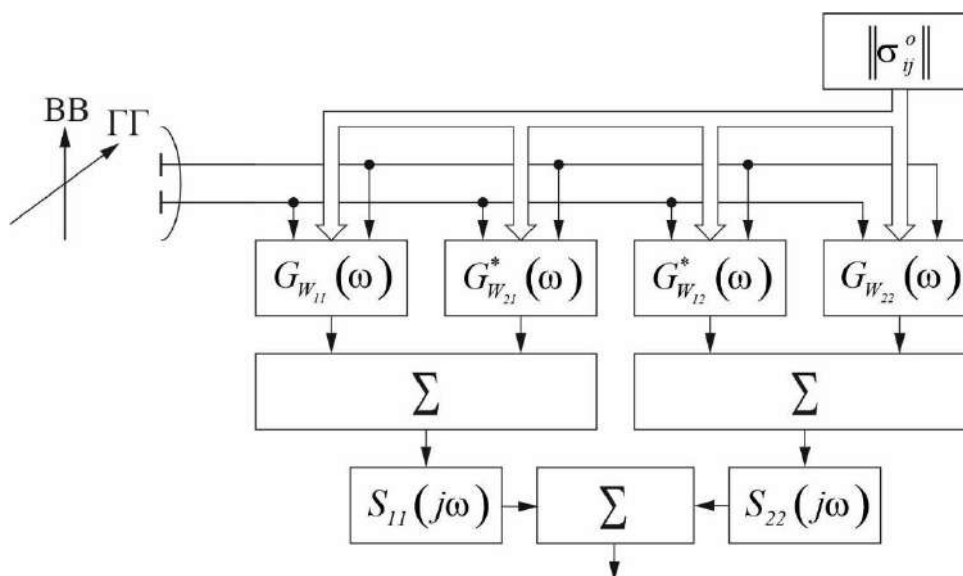


Рисунок 3.1 – Структурна схема поляризаційного селекції об'єктів відповідно (3.47)

Сигнал який приймається антенною системою далі сигнали різних

поляризацій надходять на блоки $\dot{G}_{W_{ij}}^*$ в яких відбувається спектральна режекція завад, далі за рахунок суматорів забезпечується поляризаційна компенсація завад. Відбувається ця операція над сигналами з різною поляризацією з відповідними ваговими коефіцієнтами. Фільтрація сигналів. Які скелетуються відбувається на блоках $S_{11}(j\omega)$ та $S_{22}(j\omega)$, необхідно для функціонування схеми також забезпечити блок визначення елементів коваріаційної матриці розсіювань $\|\sigma_{ij}^o\|$.

Необхідно виконати деякі припущення та спрощення для обґрунтування фізичної сутності отриманої схеми, при тому що ці зміни фактично значною мірою не впливають на ефективність вирішення задачі оптимізації та значно спрощують обчислення. Якщо вважати справедливим, що при високій кореляції та взаємні кореляції прийнятих сигналів різних поляризацій не залежать від індексів, тобто справедлива функція

$$r_{Fij}(t_1 - t_2) \approx r_F(t_1 - t_2), \quad (3.48)$$

тоді рівняння (3.31) буде мати наступний вигляд

$$\|R_{\Sigma ij}(t_1 - t_2)\| = \|R_{nij}(t_1 - t_2)\| + \|R_{\eta i}(t_1 - t_2)\| = \|\sigma_{ij}^o \varphi(t_1 - t_2)\| + \left\| \frac{N_{0\eta i}}{2} \delta(t_1 - t_2) \right\|, \quad (3.49)$$

де

$$\begin{aligned} \varphi(t_1 - t_2) &= \varphi(0) r_\varphi(t_1 - t_2) = r_F(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) \psi_{od}(t_1 - t_2) = \\ &= \psi_{od}(0) r_F(t_1 - t_2) r_G(t_1 - t_2) r_\Psi(t_1 - t_2) = \psi_{od}(0) r_\varphi(t_1 - t_2), \end{aligned} \quad (3.50)$$

Враховуючи (3.48) кореляційні функції $R_{nij}(t_1 - t_2)$ та енергетичні спектри задані формулою (3.36) матимуть наступний вигляд

$$R_{nij}(t_1 - t_2) = \sigma_{ij}^2 r_\varphi(t_1 - t_2) = \sqrt{\sigma_i^o \sigma_j^o} \psi_{od}(0) r_{ij} r_\varphi(t_1 - t_2), \quad (3.51)$$

$$G_{nij}(\omega) = G_\varphi(\omega) = \mathbb{F} \{ r_\varphi(t_1 - t_2) \}, \quad (3.52)$$

де r_{ij} – нормований коефіцієнт кореляції сигналів різних поляризацій, що приймаються.

На підставі формул (3.10) та (3.12) коефіцієнт кореляції дорівнює,

$$r_{ij} = \frac{\sigma_{ij}^o}{\sqrt{\sigma_i^o \sigma_j^o}} = \frac{\int_D \dot{R}_{Fij}(\vec{\rho}) e^{j\vec{q}_\perp \vec{\rho}} d\vec{\rho}}{\sqrt{\int_D \dot{R}_{Fii}(\vec{\rho}) e^{j\vec{q}_\perp \vec{\rho}} d\vec{\rho} \int_D \dot{R}_{Fjj}(\vec{\rho}) e^{j\vec{q}_\perp \vec{\rho}} d\vec{\rho}}}, \quad (3.53)$$

В подальшому будемо вважати, що $r_{ij} = r_{ji}$. Для коректності подальших розрахунків необхідно не нехтувати порядком індексів.

При співпадинні індексів поляризації справедливо,

$$\begin{cases} \sigma_{ii}^o = \sigma_i^o \\ \sigma_{jj}^o = \sigma_j^o \\ \sigma_1^2 = \sigma_{BB}^2 = \sigma_{BB}^o \psi_{o\delta}(0) \\ \sigma_2^2 = \sigma_{\Gamma\Gamma}^2 = \sigma_{\Gamma\Gamma}^o \psi_{o\delta}(0) \end{cases}$$

що дисперсії відповідних процесів мають однакові значення та справедливо

$r_{11} = r_{22} = 1$, враховуючи сказане вище, отримаємо

$$\begin{aligned} \underline{\dot{G}}_{R_\Sigma}(\omega) &= \begin{vmatrix} \sigma_1^o G_{n1}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2} & \sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}(\omega) \\ \sigma_{21}^o \dot{G}_{n21}(\omega) & \sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} \end{vmatrix}, \\ \underline{\dot{G}}_{R_\Sigma}(\omega) &= \begin{vmatrix} \sigma_1^o \psi_{o\delta}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2} & \sqrt{\sigma_1^o \sigma_2^o} r_{12} \psi_{o\delta}(0) G_\varphi(\omega) \\ \sqrt{\sigma_1^o \sigma_2^o} r_{21} \psi_{o\delta}(0) G_\varphi(\omega) & \sigma_2^o \psi_{o\delta}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} \end{vmatrix}, \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$\underline{G}_W(\omega) = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} \sigma_2^o \psi_{od}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} & -\sqrt{\sigma_1^o \sigma_2^o} r_{12} \psi_{od}(0) G_\varphi(\omega) \\ -\sqrt{\sigma_1^o \sigma_2^o} r_{21} \psi_{od}(0) G_\varphi(\omega) & \sigma_1^o \psi_{od}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2} \end{vmatrix}, \quad (3.55)$$

де

$$G_\varphi(\omega) = \mathbb{F} \left[r_\varphi(t_1 - t_2) \right], \quad (3.56)$$

$$\begin{aligned} \Delta = & \sigma_1^o \sigma_2^o \psi_{od}^2(0) G_\varphi^2(\omega) + \sigma_1^o \psi_{od}(0) G_\varphi(\omega) \frac{N_{0\eta 2}}{2} + \sigma_2^o \psi_{od}(0) G_\varphi(\omega) \frac{N_{0\eta 1}}{2} + \\ & + \frac{N_{0\eta 1} N_{0\eta 2}}{4} - \sigma_1^o \sigma_2^o r_{12} r_{21} \psi_{od}^2(0) G_\varphi^2(\omega) \end{aligned} \quad (3.57)$$

Якщо сигнали різних поляризацій повністю корельовані $r_{12} = r_{21} = 1$, тоді

$$\Delta = \left(\sigma_1^o \frac{N_{0\eta 2}}{2} + \sigma_2^o \frac{N_{0\eta 1}}{2} \right) \psi_{od}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_{0\eta 1} N_{0\eta 2}}{4}. \quad (3.58)$$

Розглянута задача припускає, що внутрішні завади приймача відсутні, в такому випадку визначник рівний нулю, а елементи оберненої матриці дорівнює нескінченності. Введення в алгоритм обробки матриці обернених кореляційних функцій не забезпечує повної декореляції завад.

Проведено деякі припущення та спрощення для визначення фізичної сутності алгоритму (3.44 -3.58). Припустимо, що канали пройму обох поляризацій ідентичні, тобто внутрішні завади приймачів рівні за значеннями $N_{0\eta 1} = N_{0\eta 2} = N_0$. Прийняті сигнали, які необхідно розрізнити, мають подібну структуру та відрізняються тільки на певну величину

$$\dot{S}_{BB}(j\omega) = \gamma \dot{S}_{IT}(j\omega) = \gamma \dot{S}_0(j\omega), \quad (3.59)$$

де γ – множник інтенсивності, величина на яку відрізняються сигнали, що скелетуються.

Припустимо, що величина $\gamma \in \mathbb{R}$, тоді вихідний ефект (3.46) перепишемо в наступному вигляді

$$\begin{aligned}
 \dot{Y}(j\omega, \vec{\lambda}) &= \dot{U}_{BB}(j\omega) \left\{ \frac{\sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2}}{\Delta} \gamma \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) - \frac{\sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}^*(\omega)}{\Delta} \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) \right\} + \\
 &+ \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) \left\{ \frac{\sigma_1^o G_{n1}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2}}{\Delta} \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) - \frac{\sigma_{21}^o \dot{G}_{n21}^*(\omega)}{\Delta} \gamma \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) \right\} = \\
 &= \left\{ \dot{U}_{BB}(j\omega) \left[\gamma \left(\sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} \right) - \sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}^*(\omega) \right] + \right. \\
 &\left. + \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) \left[\sigma_1^o G_{n1}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2} - \gamma \sigma_{21}^o \dot{G}_{n21}^*(\omega) \right] \right\} \frac{\dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda})}{\Delta} = \\
 &= \frac{\dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda})}{\Delta} [C_1(\omega) \dot{U}_{BB}(j\omega) - C_2(\omega) \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega)], \tag{3.60}
 \end{aligned}$$

де

$$C_1(\omega) = \gamma \left(\sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} \right) - \sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}^*(\omega), \tag{3.61}$$

$$C_2(\omega) = - \left[\sigma_1^o G_{n1}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2} - \gamma \sigma_{21}^o \dot{G}_{n21}^*(\omega) \right], \tag{3.62}$$

Компенсація пасивних завод виконується відніманням сигналів з різною поляризацією та врахуванням вагових коефіцієнтів (3.61) та (3.62) та у виразі (3.60) представлена дужками «[...]», узгоджену фільтрація забезпечується множником $\dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda})$. Даний метод вимагає попереднього оцінюванні параметрів (3.61) та (3.62), або вимірювати їх в реальному масштабі часу. Оцінки параметрів отримані,

які було отримано при вирішенні оптимізаційної задачі можуть також бути враховані.

Сигнали, які приймаються, $u_1(t) = u_{\Gamma\Gamma}(t)$, $u_2(t) = u_{BB}(t)$, можна записати у вигляді спектральних функцій $\dot{U}_{BB}(j\omega)$ і $\dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega)$, які включають у своїй структурі корисні сигнали, внутрішні завади приймача та пасивні завади віддзеркалені від земної поверхні.

Сигнали (3.59), які є частиною алгоритмів (3.60) є еталонними і вважаються заздалегідь відомими, але необхідно обов'язково визначити множник інтенсивності γ , який є невідомий і досить складний для визначення, так як корисні сигнали більш стабільніші, а ніж завади. Внутрішні завади зазвичай можна оцінити при калібруванні передавачів. Пасивні завади у більшості випадків значно потужніші ніж корисний сигнал, а їх характеристики можна оцінити у процесі роботи системи. У випадку коли множник γ невизначений, тоді одним з можливих рішень є виключення його з опорного сигналу

$$\begin{aligned} \dot{Y}(j\omega, \vec{\lambda}) &= \left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_{BB}(j\omega) \left[\sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} - \sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}^*(\omega) \right] - \\ - \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) \left\{ \sigma_{21}^o \dot{G}_{n21}^*(\omega) - \left[\sigma_1^o G_{n1}(\omega) + \frac{N_{0\eta 1}}{2} \right] \right\} \end{array} \right\} \frac{\dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda})}{\Delta} = \\ &= \frac{\dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda})}{\Delta} [C_3(\omega) \dot{U}_{BB}(j\omega) - C_4(\omega) \dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega)], \end{aligned} \quad (3.63)$$

де

$$C_3(\omega) = \sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} - \sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}^*(\omega), \quad (3.64)$$

$$C_4(\omega) = \sigma_2^o G_{n2}(\omega) + \frac{N_{0\eta 2}}{2} - \sigma_{12}^o \dot{G}_{n12}^*(\omega), \quad (3.65)$$

В такому вигляді ми припускаємо, що γ рівний одиниці, тобто сигнали обох поляризацій відповідають один одному, але сигнали, що приймаються можуть бути

відмінними, тобто множник γ - довільний. Тоді можна сказати, що метод (3.63) оптимальний при подібності сигналів обох поляризацій, тобто $\gamma = 1$. В отриманих квазіоптимальних алгоритмах за поляризаційну селекцію та компенсацію завад відповідають у дужках « $\{\dots\}$ ». Визначник Δ відповідає за спектральну режекцію завад, що приймаються, а також впливає на поляризаційну селекцію. У випадку фізичної реалізації квазіоптимальних алгоритмів (3.60) та (3.63) доданками $N_{0\eta 1}/2$ та $\frac{N_{0\eta 2}}{2}$ можна не враховувати. Поляризаційна та спектральна селекція, яка присутня у алгоритмі (3.60), є операціями, які мають лінійний характер, тому теоретично їх можна виконувати без збереження послідовності дій. Структурна схема поляризаційної селекції сигналів, що відповідає алгоритму (3.60) приведена на рисунку 3.3.

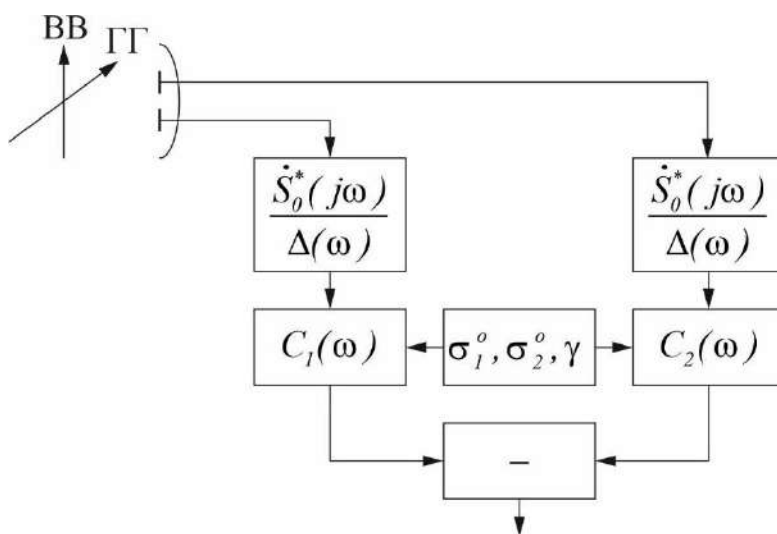


Рисунок 3.2 – Схема структурна поляризаційної селекції при послідовному виконанні узгодженої фільтрації сигналів

3.3 Дослідження ефективності показників поляризаційної компенсації завад

Отримані показники у оптимальному методі потребують оцінки їх ефективності. Враховуючі (3.51) в часі та спектральній формі приймуть наступний вигляд

$$n_i(t) = \sigma_i v_i(t) = \sqrt{\sigma_i^o \psi_{od}(0)} v_i(t), \quad (3.66)$$

$$\dot{n}_i(j\omega) = \sigma_i \dot{v}_i(j\omega) = \sqrt{\sigma_i^o \psi_{od}(0)} \dot{v}_i(j\omega), \quad (3.67)$$

де $v_i(t)$ – випадковий процес з дисперсією рівною $\sigma_{vi}^2 = \langle v_i^2(t) \rangle = 1$, $\dot{v}_i(j\omega)$ – спектри випадкових процесів з дисперсією рівною одиниці.

Кореляційна функція таких процесів

$$\left\| \langle v_i(t_1) v_j(t_2) \rangle \right\| = \left\| r_{ij} r_\varphi(t_1 - t_2) \right\| = \left\| \begin{array}{cc} r_\varphi(t_1 - t_2) & r_{12} r_\varphi(t_1 - t_2) \\ r_{21} r_\varphi(t_1 - t_2) & r_\varphi(t_1 - t_2) \end{array} \right\| = r_\varphi(t_1 - t_2) \left\| \begin{array}{cc} 1 & r_{12} \\ r_{21} & 1 \end{array} \right\|. \quad (3.68)$$

Кореляційні функції (3.66) (3.67) збігаються з функціями (3.51), (3.52) відповідно,

$$\begin{aligned} R_{n_{ij}}(t_1 - t_2) &= \langle n_i(t_1) n_j(t_2) \rangle = \\ &= \left\langle \sqrt{\sigma_i^o \psi_{od}(0)} v_i(t_1) \sqrt{\sigma_j^o \psi_{od}(0)} v_j(t_2) \right\rangle = \sigma_{ij}^2 \psi_{od}(0) r_{ij} r_\varphi(t_1 - t_2). \end{aligned} \quad (3.69)$$

Визначимо матрицю дисперсій

$$\left\| R_{n_{ij}}(0) \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \sigma_1^2 & \sigma_{12}^2 \\ \sigma_{21}^2 & \sigma_2^2 \end{array} \right\| = \psi_{od}(0) \left\| \begin{array}{cc} \sigma_1^0 & \sigma_{12}^0 \\ \sigma_{21}^0 & \sigma_2^0 \end{array} \right\|. \quad (3.70)$$

Вихідний ефект (3.46) пасивних завод, враховуючі припущення $N_{0\eta1} = N_{0\eta2} = N_0$, та враховуючи (3.66) та (3.67) прийме наступний вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{Y}_n(j\omega) &= \frac{1}{\Delta} \left\{ [\sigma_1 v_1(j\omega) + \eta_1(j\omega)] \left[\gamma \left(\sigma_2^2 G_\varphi(\omega) + \frac{N_0}{2} \right) - \sigma_1 \sigma_2 r_{12} G_\varphi(\omega) \right] \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) + \right. \\
&+ [\sigma_2 v_2(j\omega) + \eta_2(j\omega)] \left[\sigma_1^2 G_\varphi(\omega) + \frac{N_0}{2} - \gamma \sigma_1 \sigma_2 r_{21} G_\varphi(\omega) \right] \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) \left. \right\} = \\
&= \frac{1}{\Delta} \left\{ \left[\sqrt{\sigma_1^2 \psi_{\sigma\sigma}(0)} v_1(j\omega) + \eta_1(j\omega) \right] \times \right. \\
&\times \left[\gamma \left(\sigma_2^2 \psi_{\sigma\sigma}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_0}{2} \right) - \sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2 r_{12}} \psi_{\sigma\sigma}(0) G_\varphi(\omega) \right] \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) + \\
&+ \left[\sqrt{\sigma_2^2 \psi_{\sigma\sigma}(0)} v_2(j\omega) + \eta_2(j\omega) \right] \times \\
&\times \left[\sigma_1^2 \psi_{\sigma\sigma}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_0}{2} - \gamma \sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2 r_{21}} \psi_{\sigma\sigma}(0) G_\varphi(\omega) \right] \left. \right\} \quad (3.71)
\end{aligned}$$

Якщо прийняти умову, що γ рівний одиниці, тобто вважати алгоритм квазіоптимальним, тоді (3.46) прийме наступний вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{Y}_n(j\omega) &= \frac{1}{\Delta} \left\{ [\sigma_1 v_1(j\omega) + \eta_1(j\omega)] \left[\sigma_2^2 G_\varphi(\omega) + \frac{N_0}{2} - \sigma_1 \sigma_2 r_{12} G_\varphi(\omega) \right] \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) + \right. \\
&+ [\sigma_2 v_2(j\omega) + \eta_2(j\omega)] \left[\sigma_1^2 G_\varphi(\omega) + \frac{N_0}{2} - \sigma_1 \sigma_2 r_{21} G_\varphi(\omega) \right] \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) \left. \right\} = \\
&= \frac{1}{\Delta} \left\{ \left[\sqrt{\sigma_1^2 \psi_{\sigma\sigma}(0)} v_1(j\omega) + \eta_1(j\omega) \right] \times \right. \\
&\times \left[\sigma_2^2 \psi_{\sigma\sigma}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_0}{2} - \sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2 r_{12}} \psi_{\sigma\sigma}(0) G_\varphi(\omega) \right] \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) + \\
&+ \left[\sqrt{\sigma_2^2 \psi_{\sigma\sigma}(0)} v_2(j\omega) + \eta_2(j\omega) \right] \times \\
&\times \left[\sigma_1^2 \psi_{\sigma\sigma}(0) G_\varphi(\omega) + \frac{N_0}{2} - \sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2 r_{21}} \psi_{\sigma\sigma}(0) G_\varphi(\omega) \right] \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) \left. \right\}. \quad (3.72)
\end{aligned}$$

Для оцінки отриманого методу проведемо оцінку в двох випадках. Будемо вважати, що заводи приймача відсутні, коефіцієнт кореляції рівний 1, а спектри

сигналів з одиничною дисперсією рівні $\dot{v}_1(j\omega) = \dot{v}_2(j\omega) = \dot{v}(j\omega)$. У цьому випадку виникне повна компенсація завад, тоді основною операцією алгоритму буде віднімання сигналів з різними поляризаціями з урахуванням вагових коефіцієнтів

$$\dot{Y}_n(j\omega) = \frac{1}{\Delta} \left[\sigma_1 (\gamma \sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2) + \sigma_2 (\sigma_1^2 - \gamma \sigma_1 \sigma_2) \right] \dot{v}_1(j\omega) G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega, \vec{\lambda}) = 0 \quad (3.73)$$

що справедливо для маломасштабної та великомасштабної моделей поверхонь.

В іншому граничному випадку, що завади приймача відсутні, коефіцієнт кореляції може мати будь-яке значення, тоді

$$Y(j\omega) = \frac{1}{\Delta} \left[\sigma_1 \dot{v}_1(j\omega) (\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) + \sigma_2 \dot{v}_2(j\omega) (\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) \right] G_\varphi(\omega) \dot{S}^*(j\omega), \quad (3.74)$$

тоді, вираз (3.72) є частиною алгоритму, який дає можливість виконати обробку завад $n_1(t)$, $n_2(t)$ в сигналах, що приймаються, у спектральній формі для ортогональних поляризацій та внутрішніх завад приймача з відповідними індексами. Алгоритм (3.74) виконує обробку тільки пасивних завад, так як ваговий коефіцієнт γ є невідомим, тому надалі приймемо його рівним одиниці та будемо враховувати його вплив тільки при дослідженні алгоритмів обробки корисних сигналів $\dot{S}_{BB}(j\omega, \vec{\lambda})$ та $\dot{S}_{IT}(j\omega, \vec{\lambda})$, тоді вихідний ефект прийме наступний вигляд

$$Y(j\omega) = \frac{1}{\Delta} \left[\sigma_1 \dot{v}_1(j\omega) (\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) + \sigma_2 \dot{v}_2(j\omega) (\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) \dot{S}^*(j\omega), \quad (3.75)$$

де за поляризаційну селекції відповідає вираз в дужках «[...]» та з меншим впливом структура функції Δ . Враховуючи, що (3.44) є лінійною операцією згортки, тоді операції додавання та різниці можна виконувати незалежно від операції інтегрування, тобто, або до інтегрування, або після. При фізичній реалізації операція різниці краще виконувати після фільтрації і переносу на проміжні частоти.

Щоб краще зрозуміти фізичну сутність процесу який відбувається при компенсації завад до проведення інтегрування можна провести аналіз вихідного ефекту (3.74) в частотній області

$$\begin{aligned}\Delta n_{\text{залиш}}(t) &= \sigma_1 (\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) v_1(t) + \sigma_2 (\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) v_2(t) = \\ &= (\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) n_1(t) + (\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) n_2(t) = \\ &= a n_1(t) - b n_2(t) = a_1 v_1(t) - b_1 v_2(t),\end{aligned}\quad (3.76)$$

де $\Delta n_{\text{залиш}}(t)$ – залишок від завад, який не був компенсований алгоритмом,

$$\begin{cases} a = \sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12} \\ -b = \sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21} \\ a_1 = \sigma_1 (\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) \\ -b_1 = \sigma_2 (\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) \end{cases}, \quad (3.77)$$

Основною операцією в (3.76) є різниця пасивних завад $n_1(t)$ та $n_2(t)$ з урахуванням вагових коефіцієнтів множники, яких мають протилежні знаки. При цьому коефіцієнт кореляції r_{12} для (3.76) порівняно високий, при різних депресіях сигналів. Якщо все таки значення коефіцієнта кореляції r_{12} невелике, тоді множники можуть приймати й значення більше нуля, наприклад, при відсутності кореляції сигналів $r_{12} = 0$. У випадку коли коефіцієнт кореляції рівний одиниці, тоді множники рівні за значенням $a_1 = b_1$, а пасивні завади $n_1(t)$ та $n_2(t)$ подібні, тобто залишок $\Delta n_{\text{залиш}}(t)$ рівний нулю.

Вираз (3.76), що характеризує залишок компенсації завад доцільно представити у наступному вигляді

$$\begin{aligned}
\Delta n_{\text{залиш}}(t) &= \left[\sigma_2^2 n_1(t) - \sigma_1 \sigma_2 r_{21} n_2(t) \right] + \left[\sigma_1^2 n_2(t) - \sigma_1 \sigma_2 r_{12} n_1(t) \right] = \\
&= \sigma_1 \sigma_2^2 \left[v_1(t) - r_{21} v_2(t) \right] + \sigma_2 \sigma_1^2 \left[v_2(t) - r_{12} v_1(t) \right] = \\
&= \sigma_1 \sigma_2^2 \left[v_1(t) - r_{21} v_2(t) \right] - \sigma_2 \sigma_1^2 \left[r_{12} v_1(t) - v_2(t) \right],
\end{aligned} \tag{3.78}$$

перший та другий доданки є алгоритмом взаємокомпенсації пасивних завод, спочатку відбувається вирівнювання дисперсій процесів $n_1(t)$ та $n_2(t)$, а потім виконується їх віднімання. Дисперсія $\left\langle \left[\sigma_2^2 n_1(t) \right]^2 \right\rangle = \left\langle \left[\sigma_1 \sigma_2 n_2(t) \right]^2 \right\rangle = \sigma_2^4 \sigma_1^2$, у випадку коли коефіцієнт кореляції рівний одиниці r_{21} , теж саме твердження справедливо для дисперсій в другому доданку. Вагові коефіцієнти кореляції, насамперед r_{12} і r_{21} виконують функцію зведення до мінімуму залишкової дисперсії при компенсації завод. Припустимо, що дисперсії процесів $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$, тоді складова (3.76) в спрощеному вигляді матиме наступний вид

$$n_1(t) - x n_2(t) = \sigma \left[v_1(t) - x v_2(t) \right], \tag{3.79}$$

Знайдемо мінімум дисперсії рівняння (3.76), тоді

$$\begin{aligned}
\sigma_{\text{залиш}}^2 &= \left\langle \left[n_1(t) - x n_2(t) \right]^2 \right\rangle = \left\langle n_1^2(t) \right\rangle + x^2 \left\langle n_2^2(t) \right\rangle - 2x \left\langle n_1(t) n_2(t) \right\rangle = \\
&= \sigma^2 \left[1 + x^2 - 2x r_{12} \right] = \min,
\end{aligned} \tag{3.80}$$

Взявши похідну від (3.76) та прирівнявши до нуля

$$\frac{d\sigma_{\text{залиш}}^2}{dx} = 2\sigma^2 (x - r_{12}) = 0, \tag{3.81}$$

отримаємо, що мінімальне значення дисперсії буде при $x = r_{12}$, що вказує на

оптимальність операції компенсації завад.

Знайдемо (3.80) при довільних дисперсія пасивних завад

$$\begin{aligned}\sigma_{\text{заши}}^2 &= \langle [n_1(t) - xn_2(t)]^2 \rangle = \langle [\sigma_1 v_1(t) - \sigma_2 x v_2(t)]^2 \rangle = \\ &= \langle \sigma_1^2 v_1^2(t) \rangle + x^2 \langle \sigma_2^2 v_2^2(t) \rangle - 2\sigma_1 \sigma_2 x \langle n_1(t) n_2(t) \rangle = \\ &= \sigma_1^2 - 2\sigma_1 \sigma_2 x r_{12} + \sigma_2^2 x^2 = \min,\end{aligned}\quad (3.82)$$

Взявши похідну від (3.82) та прирівнявши до нуля

$$\frac{d\sigma_{\text{заши}}^2}{dx} = 2x\sigma_2^2 - 2\sigma_1\sigma_2 r_{12} = 0 \Rightarrow x = \frac{\sigma_1}{\sigma_2} r_{12}, \quad (3.83)$$

тоді

$$\begin{aligned}\sigma_{\text{заши}}^2 &= \left\langle \left[n_1(t) - \frac{\sigma_1}{\sigma_2} r_{12} n_2(t) \right]^2 \right\rangle = \left\langle \left[\sigma_1 v_1(t) - \sigma_2 \frac{\sigma_1}{\sigma_2} r_{12} v_2(t) \right]^2 \right\rangle = \\ &= \sigma_1^2 \langle [v_1(t) - r_{12} v_2(t)]^2 \rangle,\end{aligned}\quad (3.84)$$

отриманий вираз є найпростішими алгоритмом компенсації пасивних завад, який схожий з (3.78), в яких відповідні вагові множники вирівнюють дисперсії процесі

$$n_1(t) - \alpha r_{12} n_2(t) = n_1(t) - \frac{\sigma_1}{\sigma_2} r_{12} n_2(t) = \frac{1}{\sigma_2^2} [\sigma_2^2 n_1(t) - \sigma_1 \sigma_2 r_{12} n_2(t)] \quad (3.85)$$

схема структурна відомого компенсатору завад, що відповідає отриманому методу приведена на рисунку 3.3

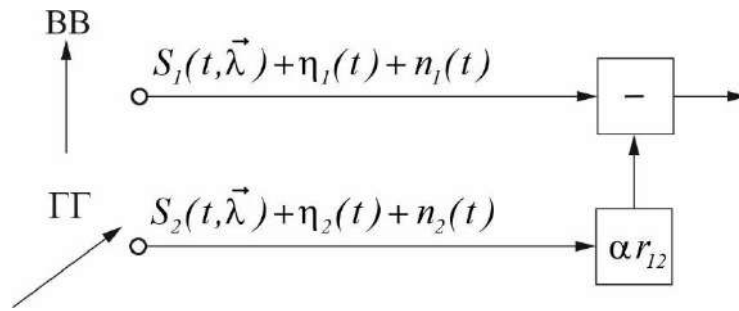


Рисунок 3.3 – Структурна схема компенсатору пасивних завад

Подібним чином розраховуємо метод оптимального вагового множення на r_{12} ,

$$\begin{aligned}
 \sigma_{зали}^2 &= \left\langle [xn_1(t) - n_2(t)]^2 \right\rangle = \left\langle [x\sigma_1\nu_1(t) - \sigma_2\nu_2(t)]^2 \right\rangle = \\
 &= \left\langle x^2\sigma_1^2\nu_1^2(t) \right\rangle + \left\langle \sigma_2^2\nu_2^2(t) \right\rangle - 2\sigma_1\sigma_2x\left\langle n_1(t)n_2(t) \right\rangle = \\
 &= x^2\sigma_1^2 - 2\sigma_1\sigma_2xr_{12} + \sigma_2^2 = \min.
 \end{aligned} \tag{3.86}$$

Взявши похідну від (3.86) та прирівнявши до нуля

$$\frac{d\sigma_{зали}^2}{dx} = 2x\sigma_1^2 - 2\sigma_1\sigma_2r_{12} = 0 \Rightarrow x = \frac{\sigma_2}{\sigma_1}r_{12} = \frac{1}{\alpha}r_{12}, \tag{3.87}$$

тоді

$$\begin{aligned}
 \sigma_{зали}^2 &= \left\langle \left[\frac{\sigma_2}{\sigma_1}r_{12}n_1(t) - n_2(t) \right]^2 \right\rangle = \left\langle \left[\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\sigma_1\nu_1(t) - \sigma_2r_{12}\nu_2(t) \right]^2 \right\rangle = \\
 &= \sigma_2^2 \left\langle [\nu_1(t) - r_{12}\nu_2(t)]^2 \right\rangle,
 \end{aligned} \tag{3.88}$$

З вище сказаного виходить, що в алгоритмі (3.78) два доданки відповідають операціям компенсації завад, коли відбувається віднімання без врахування вагових коефіцієнтів та з ними $r_{12} = r_{21}$. В алгоритмі (3.78) є третя операція компенсації, яка присутня при значенні коефіцієнтів кореляції рівним одиниці, тоді (3.78) можна представити у вигляді трьох різниць

$$\begin{aligned}\Delta n_{залив}(t) &= \left[\sigma_2^2 n_1(t) - \sigma_1 \sigma_2 r_{21} n_2(t) \right] - \left[\sigma_1 \sigma_2 r_{12} n_1(t) - \sigma_1^2 n_2(t) \right] = \\ &= \sigma_1 \sigma_2^2 \left[v_1(t) - r_{21} v_2(t) \right] - \sigma_2 \sigma_1^2 \left[r_{12} v_1(t) - v_2(t) \right],\end{aligned}\quad (3.89)$$

При досить малих значення коефіцієнтів кореляції, включно з випадком коли коефіцієнти кореляції рівні нулю знаки доданків можуть бути різними, в таких випадках ефективність компенсації завад є низькою.

Для можливості технічної реалізації алгоритму (3.89) доцільно значення дисперсії представляти у вигляді відношень, тобто $\alpha = \frac{\sigma_1}{\sigma_2}$, $\beta = \frac{\sigma_2}{\sigma_1} = \frac{1}{\alpha}$, тоді

$$\begin{aligned}\Delta n_{залив}(t) &= \left[\sigma_2^2 n_1(t) - \sigma_1 \sigma_2 r_{21} n_2(t) \right] - \left[\sigma_1 \sigma_2 r_{12} n_1(t) - \sigma_1^2 n_2(t) \right] = \\ &= \sigma_2^2 \left[n_1(t) - \frac{\sigma_1}{\sigma_2} r_{21} n_2(t) \right] - \sigma_1^2 \left[\frac{\sigma_2}{\sigma_1} r_{12} n_1(t) - n_2(t) \right] = \\ &= \sigma_2^2 \left\{ \left[n_1(t) - \alpha r_{21} n_2(t) \right] + \alpha^2 \left[\frac{1}{\alpha} r_{12} n_1(t) - n_2(t) \right] \right\} = \\ &= \sigma_2^2 \left\{ \left[n_1(t) - \alpha r_{21} n_2(t) \right] - \alpha \left[r_{12} n_1(t) - \alpha n_2(t) \right] \right\} = \\ &= \sigma_1^2 \left\{ \frac{1}{\alpha^2} \left[n_1(t) - \alpha r_{21} n_2(t) \right] - \left[\frac{1}{\alpha} r_{12} n_1(t) - n_2(t) \right] \right\} = \\ &= \sigma_1^2 \left\{ \beta^2 \left[n_1(t) - \frac{1}{\beta} r_{21} n_2(t) \right] - \left[\beta r_{12} n_1(t) - n_2(t) \right] \right\} = \\ &= \sigma_1^2 \left\{ \beta \left[\beta n_1(t) - r_{21} n_2(t) \right] - \left[\beta r_{12} n_1(t) - n_2(t) \right] \right\} = \\ &= \sigma_1^2 \left\{ \left[n_2(t) - \beta r_{12} n_1(t) \right] - \beta \left[r_{21} n_2(t) - \beta n_1(t) \right] \right\}.\end{aligned}\quad (3.90)$$

Таким чином $\Delta n_{залив}(t)$ можна представити або в наступному вигляді

$$\Delta n_{залив}(t) = \sigma_2^2 \left\{ \left[n_1(t) - \alpha r_{21} n_2(t) \right] - \alpha \left[r_{12} n_1(t) - \alpha n_2(t) \right] \right\}, \quad (3.91)$$

або

$$\begin{aligned} \Delta n_{залиш}(t) &= \sigma_1^2 \left\{ \frac{1}{\alpha} \left[\frac{1}{\alpha} n_1(t) - r_{21} n_2(t) \right] - \frac{1}{\alpha} \left[r_{12} n_1(t) - \alpha n_2(t) \right] \right\} = \\ &= \sigma_1^2 \left\{ \beta \left[\beta n_1(t) - r_{21} n_2(t) \right] - \beta \left[r_{12} n_1(t) - \frac{1}{\beta} n_2(t) \right] \right\}, \\ \Delta n_{залиш}(t) &= \sigma_1^2 \left\{ \left[n_2(t) - \beta r_{12} n_1(t) \right] - \beta \left[r_{21} n_2(t) - \beta n_1(t) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.92)$$

Опишемо фізику формул (3.90) – (3.91), при значення відношення дисперсій $\alpha = \sigma_1 / \sigma_2 > 1$ середня потужність пасивної завади $n_1(t)$ має значний рівень, тобто $n_1(t)$ має велике значення дисперсії сигналу. Тоді другий доданок $-\alpha[r_{12}n_1(t) - \alpha n_2(t)]$ в алгоритмі (3.91) значно більший ніж перший $[n_1(t) - \alpha r_{21}n_2(t)]$ в α разів, тобто операція другого доданку має більшу вагу. Слід також враховувати, що в другому доданку присутній добуток коефіцієнту кореляції та пасивної завади, яка має більшу інтенсивність. Якщо значення відношення дисперсій менше одиниці $\alpha < 1$, тоді в алгоритмі (3.91) більшу вагу матиме саме перший доданок $[n_1(t) - \alpha r_{21}n_2(t)]$, так як завада $n_2(t)$ буде мати при таких умовах більшу інтенсивність процесу і добуток $r_{21}n_2(t)$ матиме більшу інтенсивність порівняно з добутком $r_{12}n_1(t)$. Подібні властивості матиме і формула (3.92) для якої відношення дисперсій буде рівним $\beta = 1/\alpha$. Метод (3.93) має перевагу операцій з процесорами з більшою потужністю порівняно з іншими, зазвичай це доцільно та є закономірним саме при вирішенні оптимізаційних задач. У формулі (3.85) дисперсії σ_1^2 та σ_2^2 не мають значного значення для алгоритму, тому, якість компенсації можна оцінити тільки провівши аналіз виразу (3.91), не враховуючи множники σ_1^2 а σ_2^2 рівняння прийме наступний вигляд

$$\begin{aligned} \Delta \xi_{залиш}(t) &= \xi_1(t) - \alpha \xi_2(t) = [n_1(t) - \alpha r_{21} n_2(t)] - \alpha [r_{12} n_1(t) - \alpha n_2(t)] = \\ &= \sigma_1 \left\{ [v_1(t) - r_{21} v_2(t)] - \alpha [r_{12} v_1(t) - v_2(t)] \right\}. \end{aligned} \quad (3.93)$$

Отриманому методу відповідає структурна схема поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад, що приведена на рисунку 3.4.

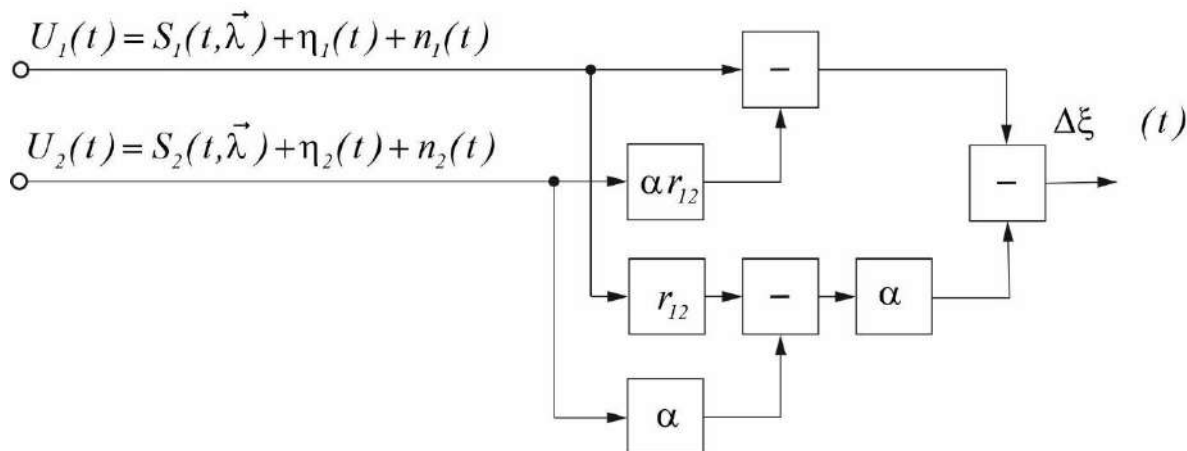


Рисунок 3.4 – Структурна схема оптимального алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад

Визначимо залишкову дисперсію, для цього припустимо, що $r_{21} = r_{12}$,

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\xi_{залиш}}^2 &= \langle [\Delta \xi_{залиш}(t)]^2 \rangle = \langle [\xi_1(t) - \alpha \xi_2(t)]^2 \rangle = \\
 &= \langle \left\{ \sigma_1 \left[\nu_1(t) - r_{21} \nu_2(t) \right] - \alpha \left[r_{12} \nu_1(t) - \nu_2(t) \right] \right\}^2 \rangle = \\
 &= \sigma_{\xi_1}^2 + \alpha^2 \sigma_{\xi_2}^2 - 2\alpha \langle \xi_1(t) \xi_2(t) \rangle,
 \end{aligned} \tag{3.94}$$

де

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\xi_1}^2 &= \sigma_1^2 \langle [\nu_1(t) - r_{21} \nu_2(t)]^2 \rangle = \\
 &= \sigma_1^2 \left[\langle \nu_1^2(t) \rangle + r_{21}^2 \langle \nu_2^2(t) \rangle - 2r_{21} \langle \nu_1(t) \nu_2(t) \rangle \right] = \sigma_1^2 (1 - r_{21}^2),
 \end{aligned} \tag{3.95}$$

$$\sigma_{\xi_2}^2 = \sigma_1^2 \langle [r_{12} \nu_1(t) - \nu_2(t)]^2 \rangle = \sigma_1^2 (1 - r_{12}^2), \tag{3.96}$$

$$\begin{aligned}
\langle \xi_1(t)\xi_2(t) \rangle &= \sigma_1^2 \langle [v_1(t) - r_{21}v_2(t)][r_{12}v_1(t) - v_2(t)] \rangle = \\
&= \sigma_1^2 \left[r_{12} \langle v_1^2(t) \rangle - r_{21}r_{12} \langle v_2(t)v_1(t) \rangle - \langle v_1(t)v_2(t) \rangle + r_{21} \langle v_2^2(t) \rangle \right] = \\
&= \sigma_1^2 (r_{12} - r_{21}^2 r_{12} - r_{12} + r_{21}) = \sigma_1^2 r_{21} (1 - r_{12} r_{21}).
\end{aligned} \tag{3.97}$$

Враховуючи, що дисперсії сигналів з одиничним значенням відповідають наступним умовам

$$\langle v_1^2(t) \rangle = \langle v_2^2(t) \rangle, \langle v_1(t)v_2(t) \rangle = r_{12} = r_{21} = r, \tag{3.98}$$

визначаємо залишкову дисперсію

$$\begin{aligned}
\sigma_{\xi_{залиш}}^2 &= \sigma_1^2 \left\{ (1 - r^2) + \alpha^2 (1 - r^2) - 2\alpha r (1 - r^2) \right\} = \\
&= \sigma_1^2 \left\{ (1 - r^2) (1 + \alpha^2 - 2\alpha r) \right\},
\end{aligned} \tag{3.99}$$

$$\sigma_{залиш}^2 = \sigma_1^2 \left\{ (1 - r^2) [1 + \alpha^2 - 2\alpha r] \right\}, \tag{3.100}$$

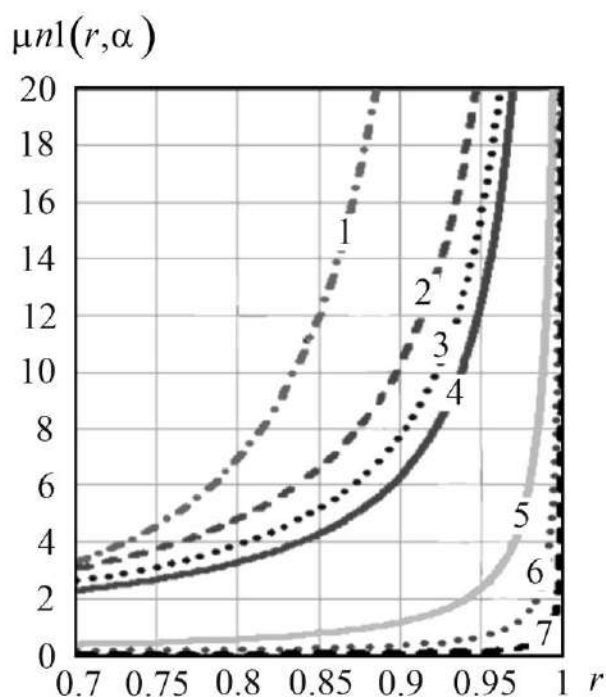
Визначмо коефіцієнт, який нормований на величину дисперсії σ_1^2 та обернений виразу (3.100)

$$\mu_{nl}(r, \alpha) = \frac{1}{(1 - r^2) [1 + \alpha^2 - 2\alpha r]} \tag{3.101}$$

для отриманого коефіцієнту слід виділити випадки коли ваговий коефіцієнт має різне значення $\alpha < 1$, $\alpha = 1$, $\alpha > 1$, графік залежності $\mu_{nl}(r, \alpha)$ від r показано на рисунку 3.5.

Графік 1 (рис. 3.5) розрахований для значення $\alpha = 1$ при якому відбувається максимальна компенсація завад, однак при відхиленні від поточного значення виразу (3.101) істотно відрізняються.

Бажаним результатом є випадки при яких значення коефіцієнтів компенсації α та оберненого до нього $\frac{1}{\alpha}$ були б однаковими, так як канали прийому здебільшого не можуть бути ідентичними в різних умовах. Якщо взяти відношення дисперсії залишкової завади з дисперсією завади в каналі приймача, тоді можна буде отримати саме такий показник.



1-7 – значення коефіцієнта при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 3, 5, 10$ відповідно;

Рисунок 3.5 – Коефіцієнти компенсації $\mu n_1(r, \alpha)$ при значеннях $\alpha < 1$, $\alpha = 1$, $\alpha > 1$ з нормованою дисперсією

При значенні коефіцієнта компенсації $\alpha > 1$ з урахуванням, що $\sigma_1^2 > \sigma_2^2$

$$\mu_{1n}(r, \alpha) = \frac{\sigma_{зали}^2}{\sigma_1^2}. \quad (3.102)$$

В іншому випадку коли $\alpha < 1$ з урахуванням $\sigma_2^2 > \sigma_1^2$, тоді

$$\mu_{2n}(r, \alpha) = \frac{\sigma_{зали}^2}{\sigma_2^2}, \quad (3.103)$$

при значенні коефіцієнта компенсації $\alpha < 1$ необхідно ввести коефіцієнт $\beta = \frac{1}{\alpha}$ для

забезпечення нормування при великих значеннях дисперсії, тобто при σ_2^2 .

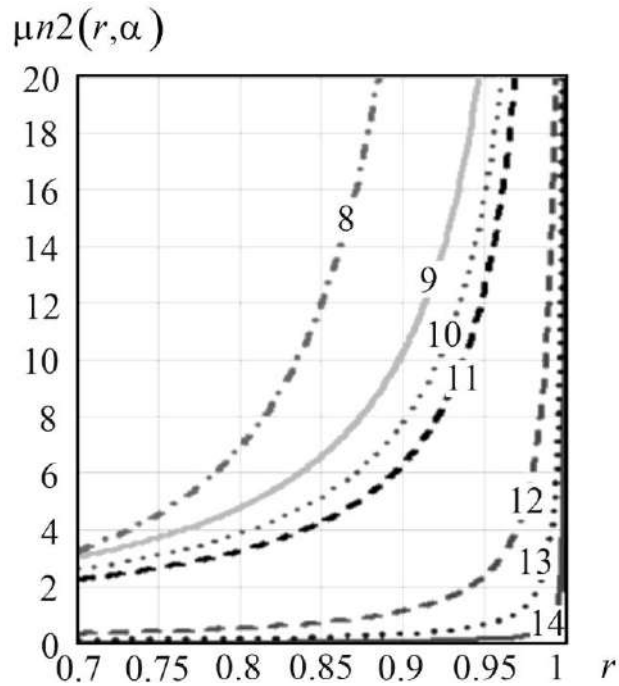
Враховуючи, що отримані вирази є семеричними

$$\begin{aligned} \sigma_{зали}^2 &= \sigma_2^2 \left\{ (1-r^2) [1 + \beta^2 - 2\beta r] \right\} = \sigma_2^2 \left\{ (1-r^2) \left[1 + \frac{1}{\alpha^2} - 2\frac{1}{\alpha}r \right] \right\} = \\ &= \sigma_2^2 \left\{ (1-r^2) \left[\frac{\alpha^2 + 1 - 2\alpha r}{\alpha^2} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (3.104)$$

тоді

$$\mu_{n2}(r, \alpha) = \frac{\alpha^2}{(1-r^2)[1 + \alpha^2 - 2\alpha r]}, \quad (3.105)$$

графік залежності $\mu_{n2}(r, \alpha)$ від r показано на рисунку 3.6.



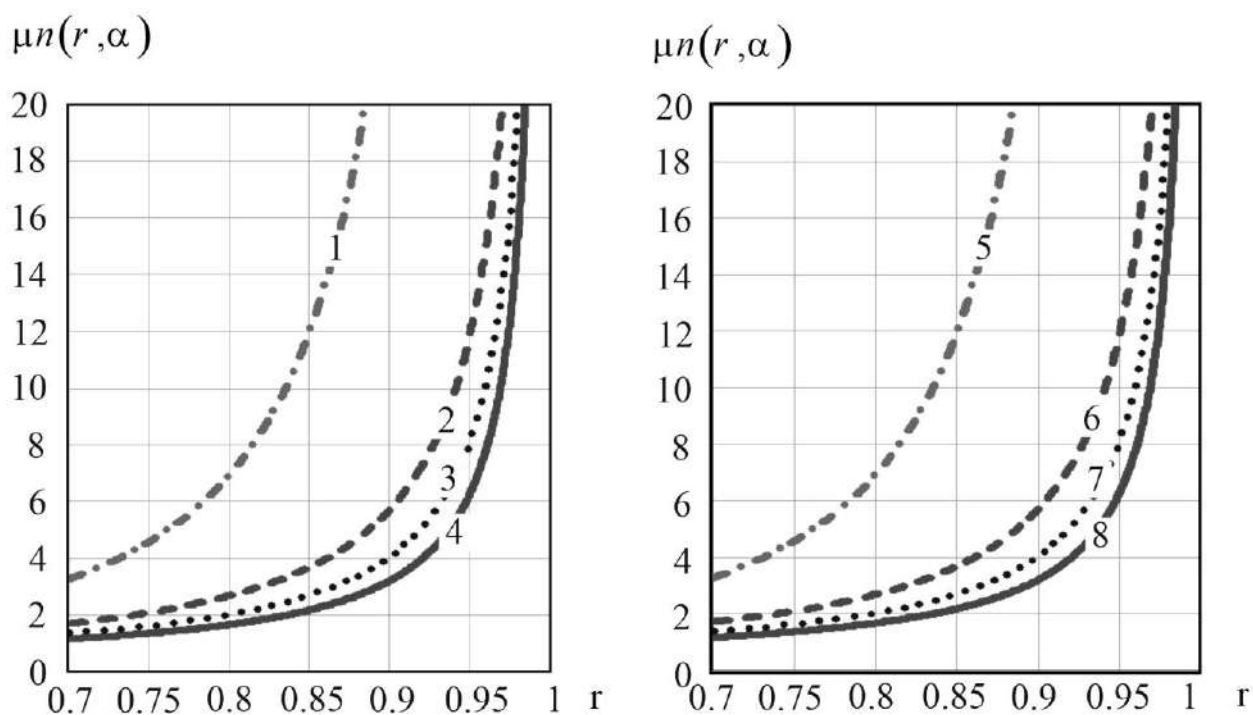
8-14 – значення коефіцієнта при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 3, 5, 10$ відповідно;

Рисунок 3.6 – Коефіцієнти компенсації $\mu n2(r, \alpha)$ при значеннях $\alpha < 1$, $\alpha = 1$, $\alpha > 1$ з нормованою дисперсією

З графіків представлених на рисунках 3.5 та 3.6 видно, що $\mu n2(r, \alpha)$ та $\mu n1(r, \alpha)$ дзеркальні по відношенню до $\alpha > 1$ та $\alpha < 1$. Для коректного представлення (3.101) та (3.105) при наявності $\alpha > 1$ та $\alpha < 1$, доцільно ввести наступний коефіцієнт компенсації

$$\mu n(r, \alpha) = \frac{\mu n1(r, \alpha) + \mu n2(r, \alpha)}{2} = \frac{1 + \alpha^2}{2(1 - r^2)[1 + \alpha^2 - 2\alpha r]}, \quad (3.106)$$

який не залежить від різниці умов каналів різних поляризацій у приймачі, що можна спостерігати на рисунку 3.7.



1-8 – значення коефіцієнта $\mu n(r, \alpha)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 3, 5, 10$ відповідно;

Рисунок 3.7 – Коефіцієнти компенсації $\mu n(r, \alpha)$ при $\alpha < 1$, а), і $\alpha > 1$, б).

Реалізація алгоритмів будь-якого з доданків виразу (3.93) можна вважати квазіоптимальним рішенням, тобто формування різниці процесів $\xi_1(t)$ або $\frac{\xi_2(t)}{\alpha}$, тоді реалізація одного доданку (3.95) у формулі (3.94) остаточно дисперсію в наступному вигляді

$$\sigma_{\xi_1}^2 = \sigma_1^2 (1 - r_{12}^2), \quad (3.107)$$

коефіцієнт компенсації при реалізації даного доданку визначається як

$$\mu n_3(r) = \frac{1}{(1 - r^2)}. \quad (3.108)$$

Очевидно, що в більшості, при наближенні коефіцієнту r до одиниці ефективність компенсації завад обох доданків в (3.93) буде вищою, тобто

$$\mu n(r, \alpha) = \frac{1 + \alpha^2}{2(1 - r^2)[1 + \alpha^2 - 2\alpha r]} = \frac{1}{2(1 - r^2)[1 - r]} > \mu n3(r) = \frac{1}{(1 - r^2)}. \quad (3.109)$$

3.4 Дослідження показників рівня поляризаційної селекції корисних сигналів

Розглянемо тепер як "проходить" через цей алгоритм (3.60) корисний сигнал (3.3), вважаючи, що завади відсутні, тобто

$$\dot{U}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) = \dot{S}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) = \dot{S}_0(j\omega). \quad (3.110)$$

Виключимо для простоти з алгоритму складові $\frac{N_{0\eta i}}{2}$ (в загальному випадку їх виключати не можна). Тоді з урахуванням рівностей (2,59), (3.109) алгоритм (3.59) (зауважимо, що в ньому збережені коефіцієнти $\gamma = \dot{S}_{BB}(j\omega) / \dot{S}_{\Gamma\Gamma}(j\omega)$, тобто алгоритм налаштований оптимально на значення відношення інтенсивностей сигналів різних поляризацій, у припущенні, що це відношення відоме) по відношенню тільки до проходження корисних сигналів будуть мати наступний вигляд,

$$\begin{aligned} \dot{Y}_s(j\omega) &= \frac{1}{\Delta} \left[\dot{S}_{BB}(j\omega)(\gamma\sigma_2^2 - \sigma_1\sigma_2 r_{12}) + \dot{S}_{\Gamma\Gamma}(j\omega)(\sigma_1^2 - \gamma\sigma_1\sigma_2 r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega) = \\ &= \frac{1}{\Delta} \left[d_1 \dot{S}_{BB}(j\omega) - d_2 \dot{S}_{\Gamma\Gamma}(j\omega) \right] G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega), \end{aligned} \quad (3.111)$$

де $d_1 = \gamma\sigma_2^2 - \sigma_1\sigma_2 r_{12}$, $d_2 = \gamma\sigma_1\sigma_2 r_{21} - \sigma_1^2$.

З урахуванням (3.59) отримаємо наступний вираз для вихідного ефекту

$$\dot{Y}_s(j\omega) = \frac{1}{\Delta} \left[\gamma(\gamma\sigma_2^2 - \sigma_1\sigma_2 r_{12}) + (\sigma_1^2 - \gamma\sigma_1\sigma_2 r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2. \quad (3.112)$$

Приведемо (3.112) до наступного вигляду

$$\begin{aligned} \dot{Y}_s(j\omega) &= \frac{1}{\Delta} \left[\gamma(\gamma\sigma_2^2 - \sigma_1\sigma_2 r_{12}) + (\sigma_1^2 - \gamma\sigma_1\sigma_2 r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 = \\ &= \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 \left[\gamma(\gamma - \alpha r_{12}) + (\alpha^2 - \alpha \gamma r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 \Big|_{r_{12} = r_{21} \approx 1} \approx \\ &\approx \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 \left[\gamma(\gamma - \alpha) + (\alpha^2 - \gamma\alpha) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 = \\ &= \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 \left[\gamma(\gamma - \alpha) + \alpha(\alpha - \gamma) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 = \\ &= \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 \left[\gamma(\gamma - \alpha) - \alpha(\gamma - \alpha) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 = \\ &= \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 (\gamma - \alpha)^2 G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2. \end{aligned} \quad (3.113)$$

Зауважимо, що коефіцієнти кореляції r_{12} , r_{21} значною мірою впливають на рівень компенсації пасивних завод при їх ваговому відніманні. При оцінці рівня проходження корисних сигналів, яка тим вище, чим більша різниця в значеннях величин α і γ , тобто $\alpha - \gamma$, коефіцієнти наближено можна вважати рівними одиниці $r_{12} = r_{21} \approx 1$, так як вплив коефіцієнтів незначний на рівень проходження корисних сигналів у порівнянні з впливом коефіцієнтів α і γ .

Можливі показники рівня проходження корисних сигналів через поляризаційний компенсатор завод розглянемо в трьох варіантах.

Перший варіант впливає з аналізу формули (3.113) при наявності в ній коефіцієнтів γ , рівень проходження (поляризаційної селекції) тільки корисного сигналу через алгоритм компенсації пасивних завод, представлений в (3.111) виразі в квадратних дужках, можна характеризувати по амплітуді та потужності відповідно коефіцієнтами

$$\mu_{s1} = (\gamma - \alpha)^2, \quad \mu_{s1}^2 = (\gamma - \alpha)^4, \quad (3.114)$$

Зауважимо, що вище коефіцієнти компенсації оцінювалися за дисперсіями залишкових випадкових процесів після взаємного віднімання пасивних завад в каналах прийому коливань різних поляризацій, тобто, фактично за потужністю. У квазіоптимальному варіанті коефіцієнт γ виключаємо (оскільки він невідомий) у формулах (3.60), (3.112) з опорних сигналів, (але не з прийнятих). Тоді вираз (3.112) набуде наступного вигляду,

$$\begin{aligned} \dot{Y}_s(j\omega) &= \frac{1}{\Delta} \left[\dot{S}_{BB}(j\omega)(\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) + \dot{S}_{IT}(j\omega)(\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega) = \\ &= \dot{Y}_s(j\omega) = \frac{1}{\Delta} \left[\gamma(\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) + (\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2, \end{aligned} \quad (3.115)$$

Поступаючи так само як і при виведенні виразу (3.113), отримуємо,

$$\begin{aligned} \dot{Y}_s(j\omega) &= \frac{1}{\Delta} \left[\gamma(\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) + (\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 = \\ \dot{Y}_s(j\omega) &= \frac{1}{\Delta} \left[\gamma(\sigma_2^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{12}) + (\sigma_1^2 - \sigma_1 \sigma_2 r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 = \\ &= \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 \left[\gamma(1 - \alpha r_{12}) + (\alpha^2 - \alpha r_{21}) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 \Big|_{r_{12} = r_{21} \approx 1} \approx \\ &\approx \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 \left[\gamma(1 - \alpha) + (\alpha^2 - \alpha) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 = \\ &= \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 \left[\gamma(1 - \alpha) - \alpha(1 - \alpha) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 = \\ &= \frac{1}{\Delta} \sigma_2^2 \left[(\gamma - \alpha)(1 - \alpha) \right] G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2. \end{aligned} \quad (3.116)$$

В цьому випадку квазіоптимальну обробку корисного сигналу ступінь поляризаційної селекції корисного сигналу по амплітуді і потужності можна оцінити такими коефіцієнтами

$$\mu_{s_2} = (\gamma - \alpha)(1 - \alpha), \quad \mu_{s_2}^2 = (\gamma - \alpha)^2(1 - \alpha)^2. \quad (3.117)$$

Являє методичний інтерес цей же результат отримати наступним чином. Якщо виділити в алгоритмі (3.61) безпосередньо основні операції тільки поляризаційної обробки пасивних завад при виключеному коефіцієнті γ (виключеним тільки з алгоритму, але не з сигналів, що приходять), то отримаємо формулу (3.91). Замінивши в цій формулі пасивні завади $n_1(t) = n_{BB}(t)$, $n_2(t) = n_{IT}(t)$, на корисні сигнали $s_1(t) = s_{BB}(t)$, $s_2(t) = s_{IT}(t)$, $s_1(t) = \gamma s_2(t)$, і вважаючи, що $r_{21} = r_{12} \approx 1$, отримаємо спрощений математичний вираз, що характеризує поляризаційну обробку тільки корисних сигналів

$$\begin{aligned} \Delta s(t) &= \sigma_2^2 \{ [\gamma s_2(t) - \alpha s_2(t)] - \alpha [\gamma s_2(t) - \alpha \gamma s_2(t)] \} = \\ &= \sigma_2^2 s_2(t) \{ [\gamma - \alpha] - \alpha [\gamma - \alpha] \} = \sigma_2^2 s_2(t) (1 - \alpha) [\gamma - \alpha]. \end{aligned} \quad (3.118)$$

де рівень поляризаційної селекції визначається тими ж формулами (3.115).

Розглянемо тепер як проходить корисний сигнал через відомий метод компенсації пасивних завад (3.85), замінивши в ньому $n_1(t)$ і $n_2(t)$ на $s_1(t) = s_{BB}(t)$ і $s_2(t) = s_{IT}(t)$ відповідно,

$$\Delta s(t) = s_1(t) - \alpha r_{12} s_2(t). \quad (3.119)$$

В ускладненому вигляді, з урахуванням узгодженої фільтрації корисних сигналів і доплерівської спектральної режекції пасивних завад відповідний алгоритм обробки тільки корисного сигналу буде виглядати таким чином ($r_{12} \approx 1$),

$$\dot{Y}_s(j\omega) = \frac{k}{\Delta} [\dot{S}_{BB}(j\omega) - \alpha \dot{S}_{IT}(j\omega)] G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega) = \frac{k}{\Delta} (\gamma - \alpha) G_\varphi(\omega) |\dot{S}_0(j\omega)|^2. \quad (3.120)$$

Тут рівень поляризаційної селекції корисного сигналу по амплітуді і потужності оцінюється коефіцієнтами

$$\mu_{s3} = \gamma - \alpha, \quad \mu_{s3}^2 = (\gamma - \alpha)^2. \quad (3.121)$$

Для всіх цих алгоритмів спільним є те, що рівень селекції корисних сигналів буде тим більший, чим більша різниця коефіцієнтів $\gamma - \alpha$, що характеризують рівень відмінності по амплітуді сигналів і завад в каналах прийому сигналів різних поляризацій. При $\gamma = \alpha$ відбувається компенсація (придушення) не тільки завад але і корисних сигналів. Цей показник селекції фізичний, але не завжди дає об'єктивну інформацію про якість рішення даної задачі. Так якщо коефіцієнти γ і α більше одиниці, то він приймає великі значення, великі одиниці, а якщо менше одиниці, то малі. Так як канали різних поляризацій розглядаються в рівних умовах, то відповідний показник повинен бути симетричним. Так, якщо замість відношення $\gamma = \frac{s_1(t)}{s_2(t)}$ прийняти обернене співвідношення $\gamma = \frac{s_2(t)}{s_1(t)}$, то в цій симетричній ситуації показник селекції не повинен змінитися. Але, як видно, різниця $\gamma - \alpha$ при значеннях γ більших і менших одиниці буде різною.

Більш прийнятним є нормований показник

$$\mu_s = \left| \frac{\gamma - \alpha}{|\gamma| + |\alpha|} \right|, \quad 0 \leq \mu_s \leq 1. \quad (3.122)$$

Якщо розділити чисельник і знаменник на величину γ або величину α , то отримаємо рівноцінні йому показники

$$\mu_s = \left| \frac{\gamma - \alpha}{|\gamma| + |\alpha|} \right| = \left| \frac{\alpha \left(\frac{\gamma}{\alpha} - 1 \right)}{\alpha \left(\left| \frac{\gamma}{\alpha} \right| + 1 \right)} \right| = \left| \frac{\beta_1 - 1}{|\beta_1| + 1} \right|$$

або

$$\mu_s = \left| \frac{\gamma - \alpha}{|\gamma| + |\alpha|} \right| = \left| \frac{1 - \beta_2}{1 + |\beta_2|} \right|, \quad \beta_2 = \frac{1}{\beta_1}. \quad (3.123)$$

Якщо ввести в розгляд обернені величини $\gamma_1 = \frac{1}{\gamma}$, або $\alpha_1 = \frac{1}{\alpha}$, то також отримаємо показники, рівноцінні попереднім.

Так для $\gamma_1 = \frac{1}{\gamma}$ маємо

$$\mu_s = \left| \frac{\gamma - \alpha}{|\gamma| + |\alpha|} \right| = \left| \frac{\frac{1}{\gamma_1} - \alpha}{\left| \frac{1}{\gamma_1} \right| + |\alpha|} \right| = \left| \frac{1 - \alpha\gamma_1}{1 + |\alpha\gamma_1|} \right| = \left| \frac{1 - \beta_3}{1 + |\beta_3|} \right|, \quad \beta_3 = \alpha\gamma_1. \quad (3.124)$$

Принципового значення різниця між коефіцієнтами β_1 , β_2 , β_3 не має. Кожен з них вказує на рівень відмінності сигналів двох поляризацій після множення на α коефіцієнт в будь-якому з каналів (будь-якому) перед вирахуванням. Чим більше вони відрізняються, тим більше результат віднімання і, відповідно, рівень селекції.

Таким чином, в загальному випадку показник рівня селекції сигналів по амплітуді можна записати в наступному виді

$$\mu_s = \left| \frac{\gamma - \alpha}{|\gamma| + |\alpha|} \right| = \left| \frac{1 - \beta}{1 + |\beta|} \right|. \quad (3.125)$$

На рис. 3.8 показаний графік функції (3.125) в залежності від коефіцієнту β .

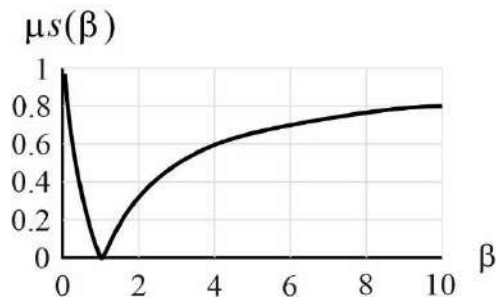


Рисунок 3.8 – Показник ефективності селекції корисних сигналів при відсутності завад

За потужністю ступінь селекції оцінюється коефіцієнтом μs^2 . При $\beta = 1$, тобто при $\alpha = \gamma$ в різних каналах, або $\alpha = 1/\gamma_1$ в одному з каналів, компенсуються не тільки пасивні завади, але і корисні сигнали різних поляризацій, а рівень селекції корисних сигналів буде нульовим. Рівень селекції буде тим більшим, чим більше β при $\beta > 1$, або чим менше при $\beta < 1$. Значення β і $\beta_1 = 1/\beta$ повинні бути рівноцінними та забезпечувати симетричність показника рівня селекції. Значення $\beta = 10$ і значення $\beta = 0,1$ говорять про те, що амплітуди сигналів в різних каналах, не важливо в яких, в першому чи в другому, відрізняються в 10 разів. Як видно з графіка, представленого на рис. 3.8 цій властивості симетрії запропонований коефіцієнт селекції задовольняє.

$$\mu s(\beta) = \mu s\left(\frac{1}{\beta}\right). \quad (3.126)$$

Всі розглянуті вище показники рівня (коефіцієнти) селекції, в тому числі і безпосередньо коефіцієнти β адекватно характеризують проходження корисного сигналу з входу поляризаційного селектору на вихід. Але для повної характеристики якості передачі сигналу знання даних характеристик недостатньо.

Більш якісними характеристиками такого проходження сигналів є показники, які враховують проходження внутрішніх завад, тобто, характеристики, що

враховують зміну відношення по потужності або енергійкорисного сигналу та завади.

Відповідно формулі (3.59) потужності корисних сигналів на входах системи селекції відповідно рівні

$$P_{s1} = P_{BB}, P_{s2} = P_{\Gamma\Gamma}, P_{BB} = \gamma^2 P_{\Gamma\Gamma} = \gamma^2 P_{s2}. \quad (3.127)$$

Вважаючи потужності завад в каналах прийому сигналів різних поляризацій однаковими відповідно маємо наступні відношення сигнал/завада по потужності,

$$v_1 = \frac{P_{s1}}{P_\eta} = \frac{\gamma^2 P_{s2}}{P_\eta} = \gamma^2 v_2, v_2 = \frac{P_{s2}}{P_\eta}. \quad (3.128)$$

Розглянемо три алгоритми поляризаційної селекції корисних сигналів: 3.1 – «більш» оптимальний з коефіцієнтом γ , заданий формулою (3.111), 3.2 – «менш» оптимальний без коефіцієнта, заданий формулою (#3.11), 3.3. – найпростіший алгоритм вагового віднімання сигналів (3.119).

Для дослідження зміни цього відношення в цих алгоритмах додаємо до корисних сигналів внутрішні завади (пасивні завади виключаємо), тобто вважатимемо, що в систему обробки надходять такі процеси

$$u_{BB}(t) = u_1(t) = s_1(t) + \eta_1(t) = \gamma s_2(t) + \eta_1(t)$$

$$u_{\Gamma\Gamma}(t) = u_2(t) = s_2(t) + \eta_2(t).$$

Після обробки корисних сигналів алгоритмом (3.111) отримуємо (в спектральній області) рівняння вихідного ефекту в наступному вигляді,

$$\dot{Y}_{s+\eta}(j\omega) = \dot{Y}_s(j\omega) + \dot{Y}_\eta(j\omega) =$$

$$= \left\{ \begin{aligned} & \left[\dot{S}_{BB}(j\omega) + \dot{\eta}_1(j\omega) \right] (\gamma\sigma_2^2 - \sigma_1\sigma_2 r_{12}) + \\ & + \left[\dot{S}_{IT}(j\omega) + \dot{\eta}_2(j\omega) \right] (\sigma_1^2 - \gamma\sigma_1\sigma_2 r_{21}) \end{aligned} \right\} \frac{G_\varphi(\omega)\dot{S}_0^*(j\omega)}{\Delta(\omega)}, \quad (3.129)$$

Зауважимо, що в зв'язку з лінійністю всіх операцій в цьому алгоритмі, дії поляризаційної селекції цілей, представлені відповідними математичними виразами в фігурних дужках, і дії спектральної селекції, представлені виразом

$$\dot{K}_{opt}(j\omega) = \frac{G_\varphi(\omega)\dot{S}_0^*(j\omega)}{\Delta(\omega)},$$

можуть виконуватися в довільній послідовності. Однак технічно виконати операції віднімання завад на надвисокій частоті важко в зв'язку з труднощами досягнення високого ступеня ідентичності амплітудно-частотних характеристик каналів прийому коливань різних поляризацій. Бажано першими в обох каналах реалізувати дії, задані оператором $\dot{K}_{opt}(j\omega)$. Перед цим доцільно виконати когерентне квадратурне детектування і перейти від високочастотних коливань $u_{BB}(t)$ до їх порівняно низькочастотних комплексним обвідних $\dot{U}_{BB}(t)$, $\dot{U}_{IT}(t)$. І хоча операції квадратурного детектування не є лінійними, в цілому їх застосування не порушує лінійність алгоритму. Однак для дослідження зміни ставлення сигнал/завада тільки поляризаційним селектором досить розглянути алгоритмічну частину виразу (3.128) в фігурних дужках при $r_{12} = r_{21} \approx 1$,

$$\begin{aligned} & \Delta\dot{S}(j\omega) + \Delta\dot{\eta}(j\omega) = \\ & = \left\{ \begin{aligned} & \left[\dot{S}_{BB}(j\omega) + \dot{\eta}_1(j\omega) \right] (\gamma\sigma_2^2 - \sigma_1\sigma_2) + \\ & + \left[\dot{S}_{IT}(j\omega) + \dot{\eta}_2(j\omega) \right] (\sigma_1^2 - \gamma\sigma_1\sigma_2) \end{aligned} \right\} = \sigma_2^2 \left\{ \begin{aligned} & \left[\dot{S}_{BB}(j\omega) + \dot{\eta}_1(j\omega) \right] (\gamma - \alpha) + \\ & + \alpha \left[\dot{S}_{IT}(j\omega) + \dot{\eta}_2(j\omega) \right] (\alpha - \gamma) \end{aligned} \right\} = \\ & = \sigma_2^2 \left\{ \begin{aligned} & \gamma \left[\dot{S}_{BB}(j\omega) + \dot{\eta}_1(j\omega) \right] - \alpha\gamma \left[\dot{S}_{IT}(j\omega) + \dot{\eta}_2(j\omega) \right] - \\ & - \alpha \left\{ \left[\dot{S}_{BB}(j\omega) + \dot{\eta}_1(j\omega) \right] - \alpha \left[\dot{S}_{IT}(j\omega) + \dot{\eta}_2(j\omega) \right] \right\} \end{aligned} \right\}. \quad (3.130) \end{aligned}$$

Запишемо також цей вислів в часовій області

$$\begin{aligned}
 \Delta s(t) + \Delta \eta(t) &= \sigma_2^2 \left\{ \left[\gamma [s_1(t) + \eta_1(t)] - \alpha \gamma [s_2(t) + \eta_2(t)] \right] - \right. \\
 &\quad \left. - \alpha [s_1(t) + \eta_1(t) - \alpha [s_2(t) + \eta_2(t)]] \right\} = \\
 &= \sigma_2^2 \left\{ \left[\gamma [\gamma s_2(t) - \alpha s_2(t)] \right] - \alpha [\gamma s_2(t) - \alpha s_2(t)] \right\} + \\
 &\quad + \sigma_2^2 \left\{ \left[\gamma \eta_1(t) - \alpha \gamma \eta_2(t) \right] - \alpha [\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t)] \right\} = \\
 &= \sigma_2^2 s_2(t) \left\{ \gamma [\gamma - \alpha] - \alpha [\gamma - \alpha] \right\} + \sigma_2^2 \left\{ \eta_1(t) (\gamma - \alpha) - \alpha \eta_2(t) (\gamma - \alpha) \right\} = \\
 &= \sigma_2^2 s_2(t) (\gamma - \alpha)^2 + \sigma_2^2 \left\{ (\gamma - \alpha) [\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t)] \right\}. \tag{3.131}
 \end{aligned}$$

Тут сигнальна частина процесу визначається таким виразом,

$$\Delta s(t) = \sigma_2^2 s_2(t) (\gamma - \alpha)^2, \tag{3.132}$$

а завадова

$$\Delta \eta(t) = \sigma_2^2 \left\{ (\gamma - \alpha) [\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t)] \right\}. \tag{3.133}$$

Після проходження сигналу через систему поляризаційної селекції отримуємо наступні вирази для потужностей корисних сигналів та завад,

$$P_{\Delta s} = \overline{\left\{ \sigma_2^2 s_2(t) (\gamma - \alpha)^2 \right\}^2} = \sigma_2^4 P_{s_2} (\gamma - \alpha)^4, \tag{3.134}$$

$$\begin{aligned}
 P_{\Delta \eta} &= \overline{\left\{ \sigma_2^2 \left\{ (\gamma - \alpha) [\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t)] \right\} \right\}^2} = \sigma_2^4 (\gamma - \alpha)^2 (P_{\eta_1} + \alpha^2 P_{\eta_2}) = \\
 &= \sigma_2^4 P_{\eta} (\gamma - \alpha)^2 (1 + \alpha^2), \tag{3.135}
 \end{aligned}$$

де риска зверху означає усереднення за часом.

Потужності незалежних між собою внутрішніх завад вважаємо в обох каналах прийому коливань вертикальної і горизонтальної поляризацій однаковими,

$$P_{\eta_1} = P_{\eta_2} = P_{\eta}.$$

Відношення сигнал/завада має такий вигляд,

$$\nu = \frac{P_{\Delta S}}{P_{\Delta \eta}} = \frac{P_{s2}(\gamma - \alpha)^4}{P_{\eta}(\gamma - \alpha)^2(1 + \alpha^2)} = \frac{P_{s2}(\gamma - \alpha)^2}{P_{\eta}(1 + \alpha^2)} = \nu_2 \frac{(\gamma - \alpha)^2}{(1 + \alpha^2)}. \quad (3.136)$$

Враховуючи формулу (3.128), також можна зв'язати вихідні відношення сигнал/завада з вхідними відношеннями $\nu_1 = \gamma^2 \nu_2$,

$$\nu = \frac{P_{\Delta S}}{P_{\Delta \eta}} = \nu_2 \frac{(\gamma - \alpha)^2}{(1 + \alpha^2)} = \nu_1 \frac{(\gamma - \alpha)^2}{\gamma^2(1 + \alpha^2)}. \quad (3.137)$$

В якості показників рівня поляризаційної вибірки цілей виключно для оцінки якості проходження корисних сигналів та внутрішніх завад приймемо відношення сигнал/завада на входах системи систем селекції,

$$\mu_1 = \frac{\nu}{\nu_1} = \frac{(\gamma - \alpha)^2}{\gamma^2(1 + \alpha^2)}, \quad \mu_2 = \frac{\nu}{\nu_2} = \frac{(\gamma - \alpha)^2}{(1 + \alpha^2)}. \quad (3.138)$$

Перший показник μ_0 вибираємо при $|\gamma| < 1$, коли корисний сигнал горизонтальної поляризації перевищує сигнал вертикальної поляризації. При цьому відношення сигнал/завада в каналі горизонтальної вертикальної поляризації більше, ніж в каналі прийому сигналу вертикальної поляризації, тобто $\nu_2 > \nu_1 = \gamma^2 \nu_2$. Другий показник вибираємо при $|\gamma| > 1$, коли відношення сигнал/завада в каналі прийому вертикальної поляризації більше, ніж в каналі прийому сигналу горизонтальної поляризації, тобто $\nu_1 = \gamma^2 \nu_2 > \nu_2$.

В цих випадках

$$0 \leq \mu_2 \leq 1, 0 \leq \mu_1 \leq 1. \quad (3.139)$$

Тепер перейдемо до квазіоптимального алгоритму (3.116), виключивши з формули (3.130) коефіцієнт γ (цей коефіцієнт виключається з алгоритму, але не з сигналу, що приходить $s_1(t) = \gamma s_2(t)$). Тоді у часовій області вираз, аналогічний виразу (3.131) набуде наступного вигляду

$$\begin{aligned} \Delta s(t) + \Delta \eta(t) &= \sigma_2^2 \left\{ \begin{aligned} & \left[s_1(t) + \eta_1(t) - \alpha [s_2(t) + \eta_2(t)] \right] - \\ & - \alpha \left[s_1(t) + \eta_1(t) - \alpha [s_2(t) + \eta_2(t)] \right] \end{aligned} \right\} = \\ &= \sigma_2^2 \left\{ \left[\gamma s_2(t) - \alpha s_2(t) \right] - \alpha \left[\gamma s_2(t) - \alpha s_2(t) \right] \right\} + \\ &+ \sigma_2^2 \left\{ \left[\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t) \right] - \alpha \left[\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t) \right] \right\} = \\ &= \sigma_2^2 s_2(t) \left\{ \left[\gamma - \alpha \right] - \alpha \left[\gamma - \alpha \right] \right\} + \sigma_2^2 \left\{ (1 - \alpha) \left[\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t) \right] \right\} = \\ &= \sigma_2^2 s_2(t) (1 - \alpha) \left[\gamma - \alpha \right] + \sigma_2^2 \left\{ (1 - \alpha) \left[\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.140)$$

На виході системи поляризаційної селекції маємо такі вирази для потужностей корисних сигналів та завад,

$$P_{\Delta s} = \overline{\left\{ \sigma_2^2 s_2(t) (1 - \alpha) \left[\gamma - \alpha \right] \right\}^2} = \sigma_2^4 P_{s_2} (1 - \alpha)^2 (\gamma - \alpha)^2, \quad (3.141)$$

$$\begin{aligned} P_{\Delta \eta} &= \overline{\left\{ \sigma_2^2 \left\{ (1 - \alpha) \left[\eta_1(t) - \alpha \eta_2(t) \right] \right\} \right\}^2} = \sigma_2^4 (1 - \alpha)^2 (P_{\eta_1} + \alpha^2 P_{\eta_2}) = \\ &= \sigma_2^4 P_{\eta} (1 - \alpha)^2 (1 + \alpha^2), \end{aligned} \quad (3.142)$$

та відповідне відношення сигнал/завада

$$v = \frac{P_{\Delta s}}{P_{\Delta \eta}} = \frac{P_{s_2} (1 - \alpha)^2 (\gamma - \alpha)^2}{P_{\eta} (1 - \alpha)^2 (1 + \alpha^2)} = \frac{P_{s_2} (\gamma - \alpha)^2}{P_{\eta} (1 + \alpha^2)} = v_2 \frac{(\gamma - \alpha)^2}{(1 + \alpha^2)}. \quad (3.143)$$

Враховуючи, що $v_1 = \gamma^2 v_0$, це відношення можна записати і в наступному вигляді,

$$v = \frac{P_{\Delta s}}{P_{\Delta \eta}} = v_2 \frac{(\gamma - \alpha)^2}{(1 + \alpha^2)} = v_1 \frac{(\gamma - \alpha)^2}{\gamma^2 (1 + \alpha^2)}, \quad (3.144)$$

Відповідно тут також маємо формули (3.138), які зводимо в одну,

$$\mu_3 = \begin{cases} \mu_1 = \frac{v}{v_1} = \frac{(\gamma - \alpha)^2}{\gamma^2 (1 + \alpha^2)}, & \gamma > 1 \\ \mu_2 = \frac{v}{v_2} = \frac{(\gamma - \alpha)^2}{(1 + \alpha^2)}, & \gamma < 1 \end{cases} \quad (3.145)$$

Першу доцільно використовувати при $\gamma < 1$, а другу при $\gamma > 1$. Видно, що ці показники для оптимального (3.131) (з коефіцієнтом γ) та квазіоптимального (3.140) (без коефіцієнта γ) алгоритмів збігаються.

Розглянемо тепер, як проходять через найпростіший алгоритм компенсації пасивних завад (3.87) корисні сигнали разом із завадами. Проходження корисних сигналів без завад представлено формулою (3.120). З урахуванням проходження завад ця формула набуде наступного вигляду,

$$\Delta s(t) + \Delta \eta(t) = s_1(t) + \eta_1(t) - \alpha r_{12} [s_2(t) + \eta_2(t)], \quad (3.146)$$

тут також можна вважати, що $r_{12} \approx 1$. Схема, що відповідає цьому алгоритму, показана на рис. 3.3. З урахуванням узгодженої фільтрації корисних сигналів та доплерівської спектральної ріжекції пасивних завад повний алгоритм їх обробки у спектральній області матиме такий вигляд.

$$\dot{Y}_s(j\omega) = \frac{k}{\Delta} \left[\dot{S}_{BB}(j\omega) + \dot{\eta}_{BB}(j\omega) - \alpha \left[\dot{S}_{IT}(j\omega) + \dot{\eta}_{IT}(j\omega) \right] \right] G_\varphi(\omega) \dot{S}_0^*(j\omega). \quad (3.147)$$

Враховуючи, що у формулі (3.147) $s_1(t) = \gamma s_2(t)$, знаходимо

$$\Delta s(t) = \gamma s_2(t) - \alpha s_2(t) = (\gamma - \alpha) s_2(t), \quad (3.148)$$

$$\Delta \eta(t) = \eta_1(t) - \alpha \eta_2(t). \quad (3.149)$$

Відповідно формули для потужностей та їх відношення запишемо у наступному вигляді,

$$P_{\Delta s} = P_{s_2} (\gamma - \alpha)^2, \quad P_{\Delta \eta} = (1 + \alpha^2) P_\eta, \quad \nu = \frac{P_{\Delta s}}{P_{\Delta \eta}} = \nu_2 \frac{(\gamma - \alpha)^2}{(1 + \alpha^2)} = \nu_1 \frac{(\gamma - \alpha)^2}{\gamma^2 (1 + \alpha^2)}, \quad (3.150)$$

тут показник ефективності проходження сигналу визначається формулою (3.145).

Таким чином, при введених спрощеннях та припущеннях коефіцієнт селекції корисного сигналу виявився однакою для всіх трьох алгоритмів: оптимального (з коефіцієнтами γ), квазіоптимального (без коефіцієнтів) та спрощеного. Перші два алгоритми під час розгляду проходження через них пасивних завад зводяться до операцій їх потрійного віднімання. Стосовно пасивних завад їх ефективність перевищує ефективність третього алгоритму.

Однак по відношенню до корисних сигналів і внутрішніх завад їх ефективність однакова і всі вони можуть бути зведені до алгоритму спрощеного віднімання, що випливає з виду формули (3.112), де в згорнутому вигляді алгоритм потрійного віднімання без коефіцієнтів $r_{12} = r_{21}$ виглядає як алгоритм одинарного спрощеного віднімання.

Відповідно до формули (3.145) залежність цього показника від коефіцієнтів α і γ представлена на рис. 1.9.

$$\mu_1(\gamma, \alpha) = \frac{(\gamma - \alpha)^2}{\gamma^2(1 + \alpha^2)}, \quad \mu_2(\gamma, \alpha) = \frac{(\gamma - \alpha)^2}{(1 + \alpha^2)},$$

$$\mu_3(\gamma, \alpha) = \text{if } (0 \leq |\gamma| \leq 1, \mu_2(\gamma, \alpha), \mu_1(\gamma, \alpha))$$

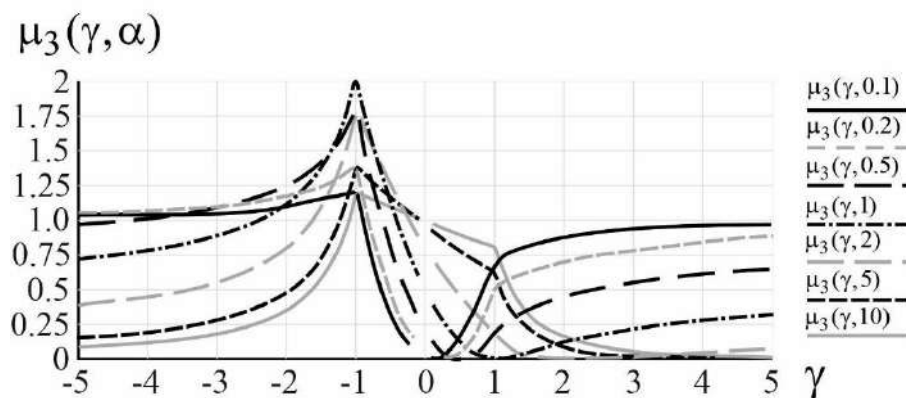


Рисунок 3.9 – Показник ефективності селекції корисних сигналів $\mu_3(\gamma, \alpha)$, що враховує зміни відношення сигнал/завада за потужністю в координатах γ .

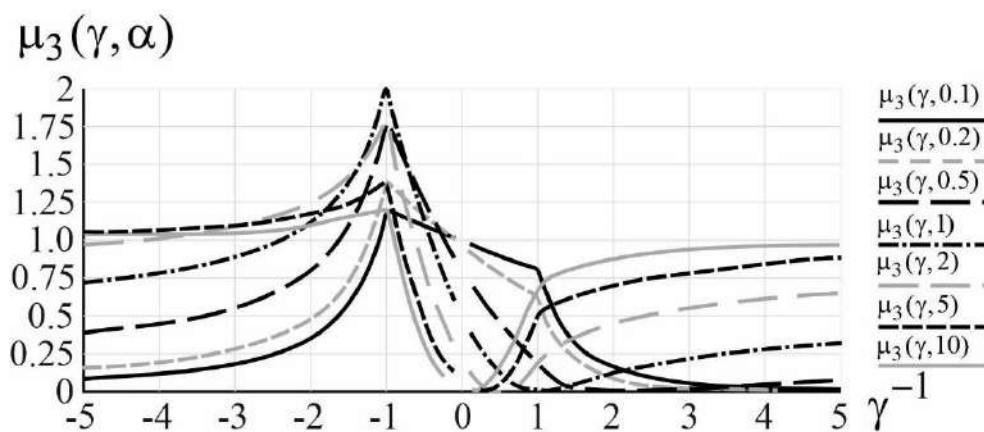


Рисунок 3.10 – Показник ефективності селекції корисних сигналів $\mu_3(\gamma, \alpha)$, що враховує зміни відношення сигнал/завада за потужністю в координатах γ^{-1} .

Поведінка цих графіків пояснимо з прикладу розгляду схеми спрощеного віднімання, представленої на рис. 3.4. При цьому зауважимо, що на виходах схем

селекції, що відповідають алгоритмам (3.112), (3.116) і, зокрема, спрощеної схеми, представленої на рис. 3.4, відповідної алгоритму (3.120), потужність корисних сигналів визначається у формулах (3.150) множником $(\gamma - \alpha)^2$, а потужність завад множником $1 + \alpha^2$. При $\gamma = -1$ та $\alpha = 1$ величина $(\gamma - \alpha)^2 = 4$, що свідчить про когерентне складання двох ідентичних коливань різних поляризацій і відповідне збільшення їх потужності в чотири рази. Внутрішні завади каналів складаються некогерентно та його потужність лише подвоюється, тобто $1 + \alpha^2 = 2$.

При цьому їхнє відношення $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = 2$. Це максимальне відношення показника ефективності селекції корисних сигналів $\mu_3 = 2$. Мінімальне значення цього показника ефективності селекції, $\mu_3 = 0$, має місце при $\gamma = \alpha$. У цьому віднімаються ідентичні сигнали різних поляризацій, тобто відбувається їх когерентна компенсація.

При $|\gamma| > 1$ збільшенні цього коефіцієнта показник ефективності селекції μ_3 зростає, прагнучи до межі $\frac{1}{(1 + \alpha^2)}$. У разі збільшення коефіцієнта відбувається зменшення цього показника ефективності. Дійсно при $|\gamma| > 1$ каналі містить операцію множення на α корисний сигнал в γ раз менше, ніж іншому каналі.

Відповідно в цьому каналі в γ^2 раз менше співвідношення сигнал/завада по потужності. При множенні на коефіцієнт α сигналу і завади в цьому каналі саме відношення сигнал/завада не змінюється, але його "погана" вага в порівнянні з вищим (в γ^2 раз) ставленням сигнал\завада в іншому каналі збільшується, зменшуючи в цілому відношення сигнал/завада на виході селектора і відповідно коефіцієнт μ_3 . Цей показник, як і показник (3.125, 3.126) має певну симетрію. Так наприклад,

$$\begin{aligned} \mu_3(\gamma = 0.1, \alpha = 10) &= 0.97, & \mu_3(\gamma = 0.5, \alpha = 2) &= 0.45, \\ \mu_3(\gamma = 10, \alpha = 0.1) &= 0.97, & \mu_3(\gamma = 2, \alpha = 0.5) &= 0.45. \end{aligned}$$

Ця симетрія видно у порівнянні графіків, представлених на рис. #.9 у координатах та на рис. 3.10. у координатах γ^{-1} . У цілому ефективність поляризаційної селекції корисних сигналів можна характеризувати добутком коефіцієнта компенсації пасивних завад $\mu n(r, \alpha)$ та коефіцієнта, що враховує зміну відношення сигналу/завади на входах і виході поляризаційного селектора $\mu 3(\gamma, \alpha)$

$$\mu 4(r, \alpha, \gamma) = \mu n(r, \alpha) \mu 3(\gamma, \alpha), \quad (3.151)$$

Характерні залежності цих коефіцієнтів від параметрів та показані в ДОДАТКУ Б. Вигляд цих графіків свідчить про можливість досягнення порівняно високих показників поляризаційної селекції цілей на фоні земної поверхні за наявності суттєвих ознак за ступенем відмінності поляризацій корисних сигналів

Висновок до розділу

На основі вирішення задачі статистичної оптимізації сумісної обробки сигналів різних поляризацій синтезовано метод поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні для вертольотних радарів, який відрізняється від відомих потрібною ваговою компенсацією завад, обумовлених відбиттями сигналів від земної поверхні. Потрібна компенсація завад, як результат строгого математичного вирішення статистичної оптимізаційної задачі в рамках метода максимуму функції правдоподібності, забезпечує найбільшу ефективність селекції в порівнянні з відомими методами. Проведено імітаційне моделювання залежності показників ефективності селекції корисних сигналів, від коефіцієнта кореляції пасивних завад, коефіцієнта відношення інтенсивності сигналів та коефіцієнта відношення дисперсій сигналів з різною поляризацією електромагнітних хвиль. Отримані коефіцієнти дають можливість характеризують проходження корисного сигналу з входу поляризаційного селектору на вихід.

РОЗДІЛ 4

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ПЕРЕВІРКА МЕТОДУ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ СЕЛЕКЦІЇ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

4.1 Методика моделювання сигналів відбитих від земної поверхні з урахуванням ЕПР у вертолітному радарі

Оцінка отриманого методу поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад, структурна схема якого зображена на рисунку 3.4, потребує формування імітаційної моделі земної поверхні, об'єкту дослідження та сигналів відбитих від поверхні та об'єкту дослідження. Імітаційна модель поверхні є одним з найважливіших інструментом в радіолокації для дослідження та аналізу сигналів відбитих від підстильної поверхні.

Сигнал сформований передавачем, що розміщений на опромінює певну область підстильної поверхні (рис 4.1). Кожна точка поверхні є джерелом вторинних хвиль. Віддзеркалення сигналів можна моделювати як сукупність відбитті від великої кількості малих елементів поверхні $h(x_i)$.

Коефіцієнти Френеля є фундаментальними у вивченні поведінки електромагнітних хвиль при їх взаємодії з межами різних середовищ. У контексті моделювання земної поверхні, коефіцієнти Френеля відіграють важливу роль у прогнозуванні та аналізі відбитих і заломлених хвиль, що є критично важливим для радіолокації, дистанційного зондування та інших прикладних задач.

Коефіцієнти Френеля описують амплітуди відбитих та заломлених хвиль від поверхні поділу двох середовищ. Комплексний коефіцієнт Френеля віддзеркалень для горизонтально поляризованих хвиль:

$$\dot{R}_H = \frac{\cos \theta_1 - \sqrt{\dot{\epsilon} - \sin^2 \theta_1}}{\cos \theta_1 + \sqrt{\dot{\epsilon} - \sin^2 \theta_1}}. \quad (4.1)$$

Комплексний коефіцієнт Френеля віддзеркалень для вертикально поляризованих хвиль:

$$\dot{R}_V = \frac{\dot{\epsilon} \cos \theta_1 - \sqrt{\dot{\epsilon} - \sin^2 \theta_1}}{\dot{\epsilon} \cos \theta_1 + \sqrt{\dot{\epsilon} - \sin^2 \theta_1}}. \quad (4.2)$$

Процес моделювання відбиття хвиль від земної поверхні з використанням коефіцієнтів Френеля включає кілька етапів: визначення діелектричних проникностей різних шарів земної поверхні, що впливають на відбиття та заломлення хвиль; використання законів заломлення для обчислення кутів падіння та заломлення хвиль на межі поділу різних середовищ; використання коефіцієнтів Френеля для обчислення амплітуд відбитих та заломлених хвиль; аналіз отриманих відбитих сигналів для визначення характеристик поверхні, таких як її шорсткість, вологість, склад та інші параметри. Сигнали відбиті від земної поверхні приймаються приймачем, що розміщений на борті вертольоту.

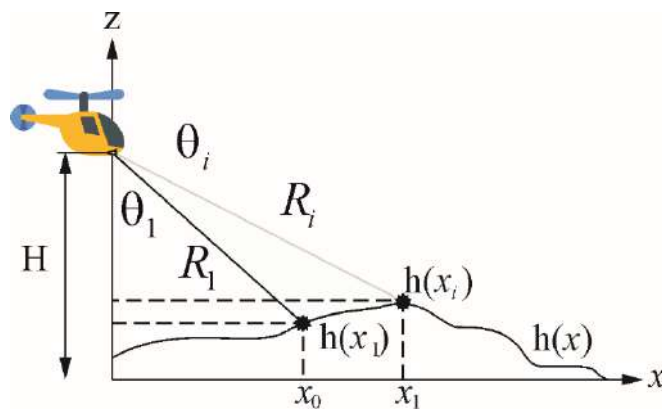


Рисунок 4.1 – Геометрія моделі поверхні

Модель підстильної поверхні дає змогу прогнозувати поведінку електромагнітних хвиль при взаємодії з різними типами рельєфу та об'єктами. Одним з основних параметрів моделі поверхні є ефективна площа розсіювання, яка залежить від кута спостереження, поляризаційних характеристик зондуючого та

відбитого від поверхні сигналів, тощо [168, 169]. Врахування даних параметрів є критично важливим для забезпечення точності моделювання імітаційної моделі поверхні.

Віддзеркалення сигналів від земної поверхні може бути описане різними моделями [169-173] та коефіцієнтами [168, 172], які враховують шорсткість поверхні, її діелектричні властивості та геометричні характеристики. Відповідно до [174], шорстку поверхню можна задати у вигляді двовимірного процесу, що є випадковим і має задану двовимірну кореляційну функцію висот поверхні.

Стохастичні поверхні часто представлені як набір дискретних точок [169, 172, 174], що утворюють сітку. Сусідні точки утвореної сітки визначають площинки чотирикутної форми, відомі як фацети [173]. Таке представлення поверхні дає можливість виконати розрахунок розсіювання мікрохвиль і їх застосування, включаючи гібридні методи, що поєднують геометричну і фізичну оптику [175]. Представлення земної поверхні за допомогою фацетів представлено на рисунку 4.2.

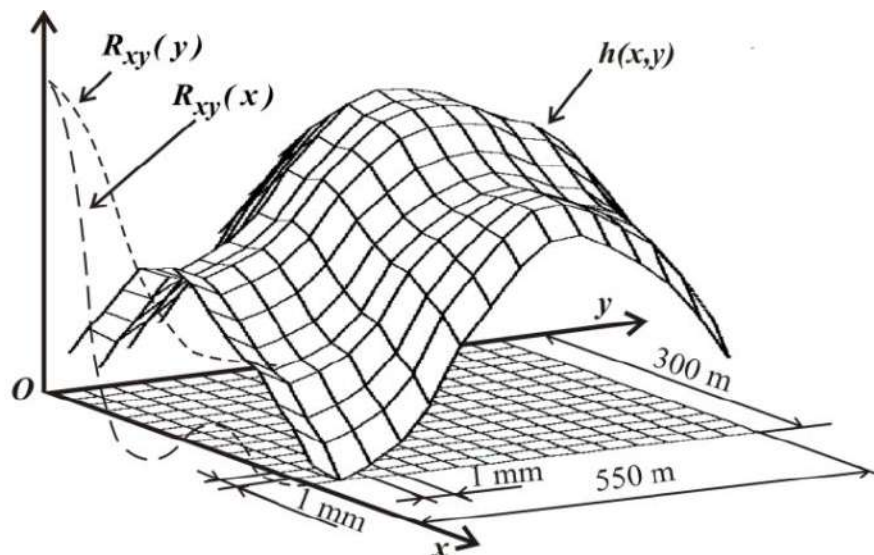


Рисунок 4.2 – Загальний вигляд моделі поверхні у вигляді сітчастої структури (взято з роботи [174])

Фрактальна геометрія стала важливим інструментом у моделюванні складних природних об'єктів, таких як земна поверхня. Вона дозволяє описувати нерегулярні, самоподібні структури, які традиційні методи геометрії не можуть адекватно представити. Розглянута методика моделювання рельєфу поверхні і віддзеркалених сигналів у роботі [174] була взята за основу для проведення імітаційного моделювання сигналів віддзеркалених від земної поверхні та ліній електропередачі.

Методика моделювання земної поверхні відповідно роботі [174] полягає в наступному:

- широкосмуговий просторовий спектр потрібної шорсткої поверхні поділяється на серію вузькосмугових спектрів.
- для кожного вузькосмугового спектра визначаються кроки дискретизації за відповідною частотою та координатами, щоб забезпечити теорему Котельникова;
- моделювання поверхні виконується з вузькосмуговими просторовими спектрами із заданими кроками дискретизації за координатами, застосовуючи метод векторної рекурсивної фільтрації;
- здійснюється просторова інтерполяція з метою отримання нових точок даних в середині дискретного набору для забезпечення необхідного кроку дискретизації;
- отримані в результаті операції створення нових поверхонь підлягають центрування та нормуванню;
- виконується сума заданої кількості поверхонь з урахуванням необхідних коефіцієнтів, що відповідають висотам.

4.2 Імітаційне моделювання земної поверхні та відбитих об'єктом сигналів

Методика моделювання поверхні і сигналів та відбитих об'єктом сигналів, яка була розглянута у пункті 4.1, реалізована на сучасному стандарті мови програмування ISO/IEC 1539-1:2023. Programming languages. Fortran [174]. Перевагами Fortran 2023, та взагалі мови програмування Fortran у наявності великої

кількості бібліотек і кодів, які доступні для повторного використання. Це значно спрощує розробку нових програм для дослідників.

Моделювання земної поверхні вимагає врахування різноманітних параметрів, які включають висоту, шорсткість, кут нахилу, аспект, тип ґрунту, покриття поверхні, водозбірні басейни та геологічні параметри. Кожен з цих параметрів відіграє важливу роль у створенні точних і реалістичних моделей.

Реалізоване програмне забезпечення враховує наступні параметри, які можуть налаштовуватись за необхідністю:

- геометричні розміри поверхні (встановлюються з координатами Δx , Δy);
- шорсткість поверхні (параметр, який описує мікро- та макро- нерівності поверхні);
- розміри фацетів (впливають на точність і ефективність результату моделювання земної поверхні);
- діелектричні параметри (діелектрична проникність ϵ та електрична провідність σ , які мають значне значення для сигналів, що віддзеркалюються від поверхні);
- автокореляційну функцію та дисперсію поверхні.

Особливо важливими параметрами для зондуючі сигналів є висота польоту вертольоту, кут спостереження по азимуту, ширину діаграми спрямованості антени, тривалість зондуючого імпульсу та його форму, частоту дискретизації сигналу

При формуванні сигналу зондування та віддзеркаленого від поверхні можна задати висоту польоту вертольоту (впливає на роздільну здатність та ширину смуги які можна охопити заданою діаграмою спрямованості), ширину діаграми спрямованості (впливає на точність, роздільну здатність та якість відбитих сигналів), кут спостереження (від цього параметру залежать такі аспекти, як роздільна здатність, якість відбитих сигналів, а також можливість виявлення та ідентифікації об'єктів), тривалість та форму імпульсу, тощо. Віддзеркалені сигнали приймаються на дві антени з каналами прийому горизонтальної та вертикальної поляризації відповідно.

Окрім вище перехованого у програмі можна створювати об'єкти дослідження з можливістю встановлення висоти, ширини та довжини, форми та висоти на поверхню. Це дає змогу виконати створення моделі лінії електропередачі для перевірки алгоритму (3.93) поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад. На рисунку 4.3 приведено вікно з основними параметрами які можна задати для моделі поверхні та відбитого сигналу.

```

SCoef= 1           ! meters, MaxHigh of surface: 0...20 m
Altitude=0.0      ! meters, High of mean line of surface -10...+10 m
Ampl=0.0          ! meters, MaxHigh of Probe 0...20 m
Shift= 50.0       ! meters, Shift of Probe from the surface edge 10...50m
WidthX= 0.001     ! meters, Width of Probe along X-coord : 1...10
WidthY= 0.001     ! meters, Width of Probe along Y-coord : 1...10
dx_adc= 0.5       ! meters, ADC step : 0.15 ... tau/2
tau= 4.5          ! meters, Pulse duration > 2*dx_adc
RC= 4.5           ! meters, Integrator time constant > 2*dx_adc
NoiseStd=0.0      ! mV: 0...100.0
BSCH= 1.0         ! H-pol BackScattering Coef 0...100.0
BSCV= 0.0         ! V-pol BackScattering Coef 0...100.0
Eps2= 2.0         ! dielectric constant 1...100 of surface
Sigma2= 1.0E-3    ! conductivity 1e-5...1e+5 of surface

```

Рисунок 4.3 – Параметри, що встановлюються при моделюванні моделі поверхні та відбитого сигналу.

Для прикладу проведемо моделювання вертолітного поляризаційного радару з наступними параметрами: висота польоту вертольоту 20 м, кількість зондуючі сигналів – 2 (відповідно з горизонтальною та вертикальною поляризацією), тривалість імпульсу – 30 нс. Для даного радару було сформована поверхня розміром 80x100 метрів та кроком за відстанню 0,075 м та шорсткістю поверхні 1 м. Приклад отриманої поверхні в результаті моделювання наведено на рисунку 4.4. Яскравість кожної точки визначає висоту рельєфу, від низького рівня (темні кольори) до більш високого (яскравіші кольори), отримані зображення є складними, тобто містять велику кількість дрібних деталей. Зріз отриманої в результаті моделювання поверхні показано на рисунку 4.5. Рівні сигналів, що віддзеркалені від поверхні, з горизонтальною та вертикальною поляризацією в залежності від похилої дальності наведені на рисунку 4.6. Прийняті сигнали та значення похилої дальності зберігаються у файл формату *.grf.

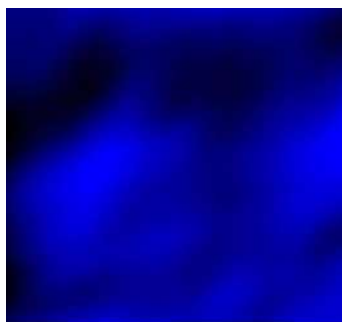


Рисунок 4.4 – Модель поверхні з шорсткістю в 0,1 метр

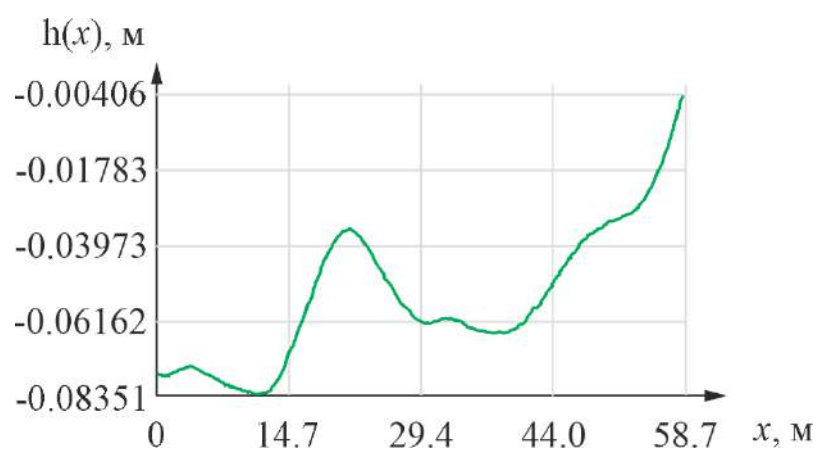


Рисунок 4.5 –Зріз поверхні, що спостерігається

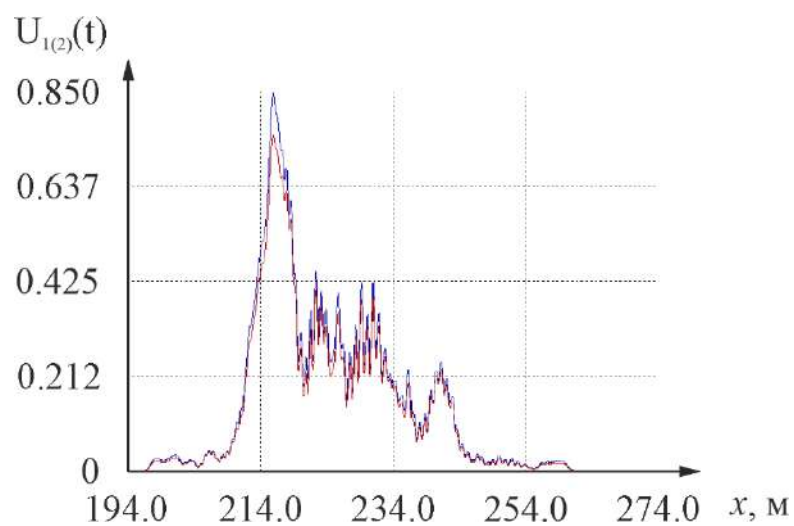


Рисунок 4.6 –Сигнали відбиті від поверхні з горизонтальною та вертикальною поляризацією в залежності від похилої дальності

4.3 Дослідження потенційних характеристик методу поляризаційної селекції з потрійною компенсації завад

Подальша цифрова обробка сигналів виконувалась у високорівневому середовищі програмування Matlab. Для моделювання було сформовано структурну схему (рисунок 4.7) алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрійною компенсацією завад (3.93) з урахуванням всіх операцій.

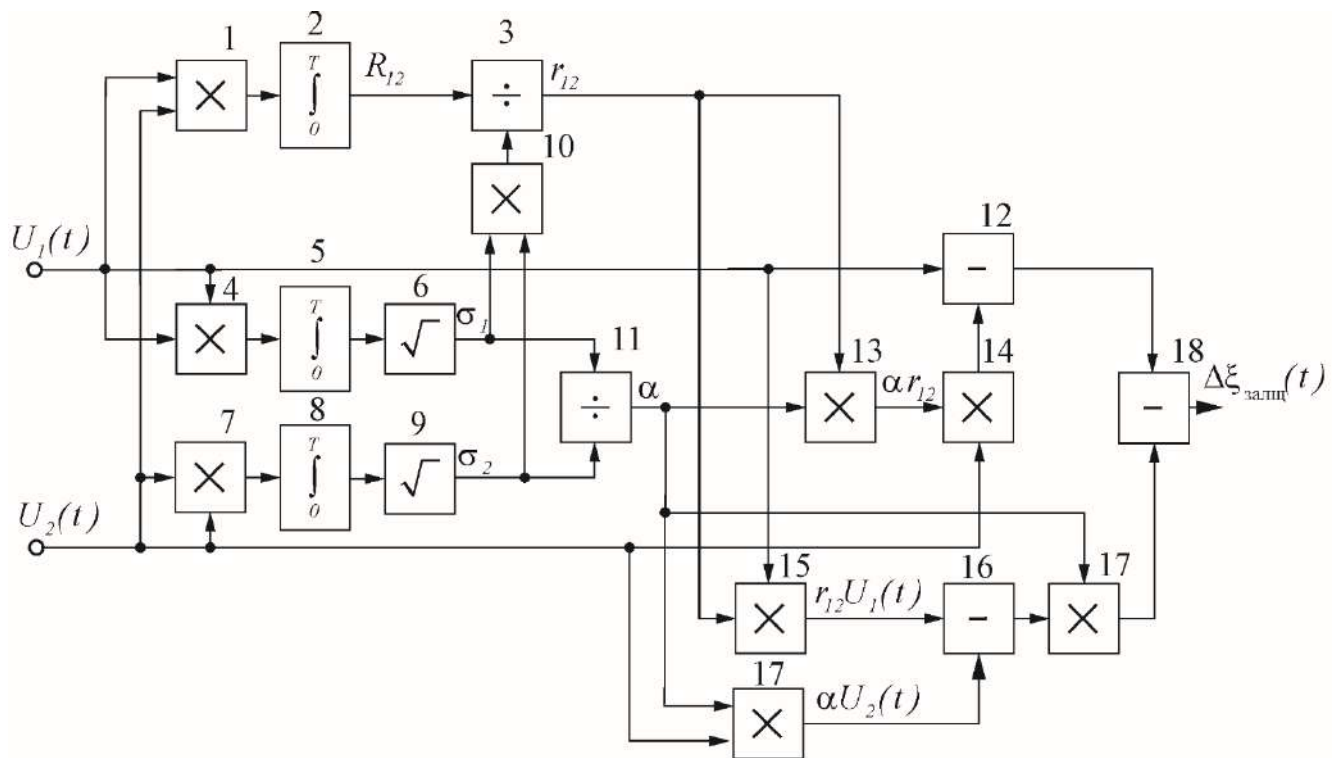


Рисунок 4.7 – Схема структурна алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрійною компенсацією завад з урахуванням всіх операцій.

Алгоритм зображений на структурній схем (рис 4.7) працює наступним чином: сигнали горизонтальної $U_H(t) = U_1(t) = S_1(t, \vec{\lambda}) + \eta_1(t) + n_1(t)$ та вертикальної $U_V(t) = U_2(t) = S_2(t, \vec{\lambda}) + \eta_2(t) + n_2(t)$ поляризації поступають на відповідні канали. Вхідні сигнали різних поляризацій надходять на перемножувачі (1 на рис. 4.7). Добуток сигналів надходять на інтегратор (2 на рис. 4.7) з постійною інтегрування

T . На виході інтегратора формується коефіцієнт кореляції вхідних сигналів R_{12} . Дисперсія σ_1 сигналу з горизонтальною поляризацією отримується шляхом возведення вхідного сигналу $U_1(t)$ у квадрат на перемножувачі (4 на рис 4.7), подальшого інтегрування (5 на рис. 4.7) та взяття кореню (6 на рис. 4.7). Відповідно дисперсія σ_2 сигналу з вертикальною поляризацією отримується возведенням вхідного сигналу $U_2(t)$ у квадрат на перемножувачі (7 на рис 4.7), подальшого інтегрування на інтеграторі (8 на рис. 4.7) та взяття кореню (9 на рис. 4.7). Нормований коефіцієнт кореляції r_{12} отримується нормуванням коефіцієнт кореляції R_{12} шляхом ділення (3 на рис. 4.7) на добуток (10 на рис. 4.7) дисперсій σ_1 та σ_2 . Коефіцієнт адаптивності α отримується діленням (11 на рис. 4.7) дисперсій σ_1 та σ_2 .

Перша операція компенсації отримується шляхом віднімання (12 на рис. 4.7) від сигналу з горизонтальною поляризацією $U_1(t)$ сигналу який складається з добутку (14 на рис. 4.7) сигналу вертикальної поляризації $U_2(t)$ та добутку (13 на рис. 4.7) нормованого коефіцієнту кореляції r_{12} та коефіцієнту адаптації α . Поралено виконується операція компенсації павиних завад шляхом різниці (16 на рис. 4.7). При цьому, від добутку (15 на рис. 4.7) сигналу з горизонтальною поляризацією $U_1(t)$ та нормованого коефіцієнту кореляції r_{12} віднімається від добутку (17 на рис. 4.7) сигналу вертикальної поляризації $U_2(t)$ та коефіцієнту адаптивності α на компенсаторі (16 на рис. 4.7).

Потрійна компенсація виконується шляхом віднімання на компенсаторі (18 на рис. 4.7) результату компенсації (12 на рис. 4.7) та добутку коефіцієнту адаптивності α з результатом отриманим на компенсаторі (16 на рис. 4.75). В результаті виконання всіх операції на виході алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрійною компенсацією завад ми отримаємо залишок $\Delta \xi_{залиш}(t)$ з компенсованими завадами. Постійна інтегрування T забезпечує адаптивність отриманої імітаційної моделі. При цьому коефіцієнт адаптивності α та коефіцієнт

кореляції r_{12} в отриманій моделі залежать від часу t та постійної інтегрування T . Постійна інтегрування T визначається шляхом оцінки вихідного коефіцієнта подавлення завод підстильної поверхні

$$K_{\text{вих}} = \frac{\sigma_{\text{залиц.вих}}^2}{\sigma_{\text{вх}}^2} \quad (4.3)$$

де $\sigma_{\text{залиц.вих}}^2$ – середній квадрат похибки $\Delta\xi_{\text{залиц}}(t)$, $\sigma_{\text{вх}}^2$ – середній квадрат похибки сигналів на вході приймача.

Середній квадрат похибки на вході приймача розраховується за наступною формулою

$$\sigma_{\text{вх}}^2 = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \quad (4.4)$$

З урахуванням (4.3) та (4.4) сформовано схему структурну алгоритму визначення коефіцієнта підстильної поверхні показано на рисунку 4.8.

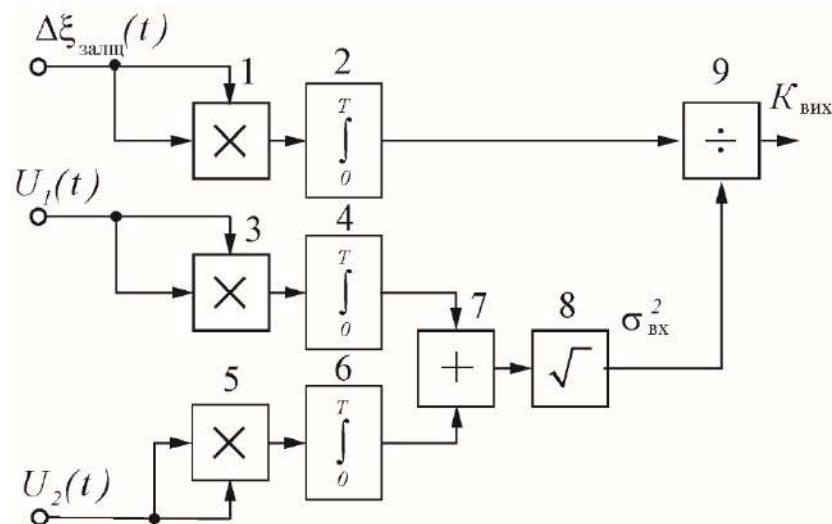


Рисунок 4.8 – Схема структурна визначення коефіцієнта подавлення завод підстильної поверхні

Структурна схема зображена на рисунку 4.8 працює наступним чином: сигнал після потрібної компенсації завад возводиться у квадрат (1 на рис. 4.8) та інтегрується на інтеграторі (2 на рис. 4.8). Середній квадрат похибки сигналу з горизонтальною поляризацією отримується шляхом возведення вхідного сигналу у квадрат на перемножувачі (3 на рис. 4.8), подальшого інтегрування (4 на рис. 4.8). Відповідно середній квадрат похибки сигналу з вертикальною поляризацією отримується возведенням вхідного сигналу у квадрат на перемножувачі (5 на рис. 4.8), подальшого інтегрування на інтеграторі (6 на рис. 4.8). Далі середні квадрати похибки кожного каналу поступають на суматор (7 на рис. 4.8) та операцію взяття кореню (8 на рис. 4.8). Далі середній квадрат похибки сигналу на виході оптимального алгоритму ділиться (9 на рис. 4.8) на середній квадрат похибки сигналів на вході приймача. В результаті виконання алгоритму на виході схеми (рис. 4.7) формується коефіцієнта подавлення завад підстильної поверхні $K_{\text{вух}}(T)$, який залежить від постійної інтегрування. Коефіцієнт подавлення завад $K_{\text{вух}}(T)$ визначається для різних типів поверхонь, таких як вода, трав'яний покрив, сухий та мокрий пісок. В подальшому всі дослідження будемо проводити для цих типів поверхонь. В результаті імітаційного моделювання сформовано відбиті сигнали від різних типів поверхні. На рисунках 4.9-4.12 приведено сигнали з вертикальною та горизонтальною поляризацією відбиті від відповідних типів поверхні.

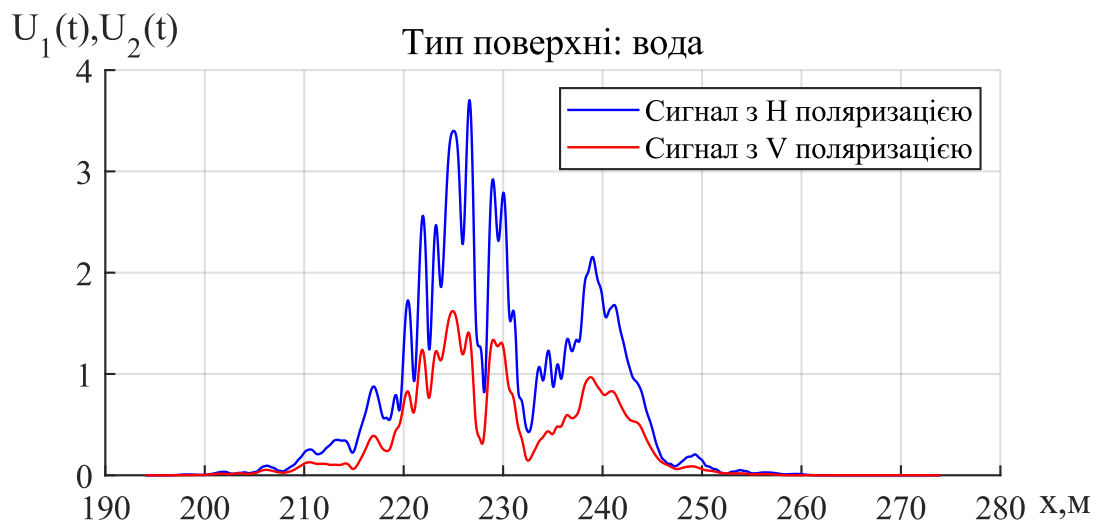


Рисунок 4.10 – Сигнали відбитий від земної поверхні типу вода



Рисунок 4.11 – Сигнали відбитий від земної поверхні мокрий пісок

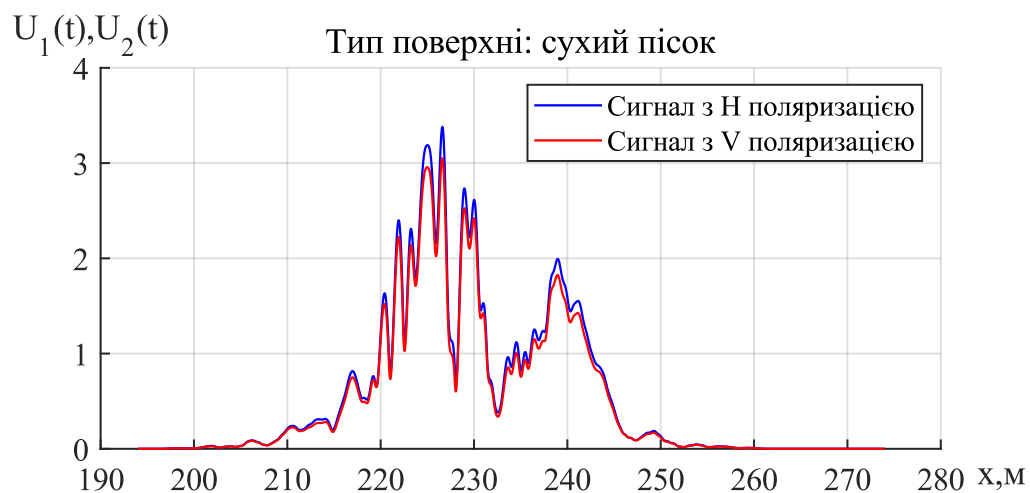


Рисунок 4.12 – Сигнали відбитий від земної поверхні типу сухий пісок



Рисунок 4.13 – Сигнали відбитків від земної поверхні типу трав'яний покрив

Врахування параметрів різних поверхонь при визначенні постійної інтегрування шляхом оцінки коефіцієнту подавлення завад $K_{вих}(T)$ є досить важливим, тому що при польоті вертоліт може спостерігати об'єкти дослідження на фоні різних типів поверхонь, як показано на рисунку 4.14. Отримані сигнали відбиті від різних поверхонь були оброблені алгоритмом, що відповідає структурній схемі зображених на рисунку 4.7 та 4.8, далі отримані коефіцієнти були розраховані для різних значень постійної інтегрування T , та представлені на рисунку 4.15.

З отриманих результатів можна зробити заключення, що при більш високому значенні коефіцієнта компенсації завад підстильної поверхні алгоритм поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад має меншу ефективність, так як коефіцієнт компенсації завад підстильної поверхні при відсутності об'єктів дослідження повинен наближатися до нуля $K_{вих} \rightarrow 0$. На рисунку 4.15 коефіцієнт компенсації завад наближається до нуля в межах при $T = 0,08 - 0,12$ мкс, але моделювання показало, що найбільш ефективним є результат є $T = 0,25$ мкс, це зв'язано збільшення постійної інтегрування призводить до компенсації не тільки завад, а і корисних сигналів.

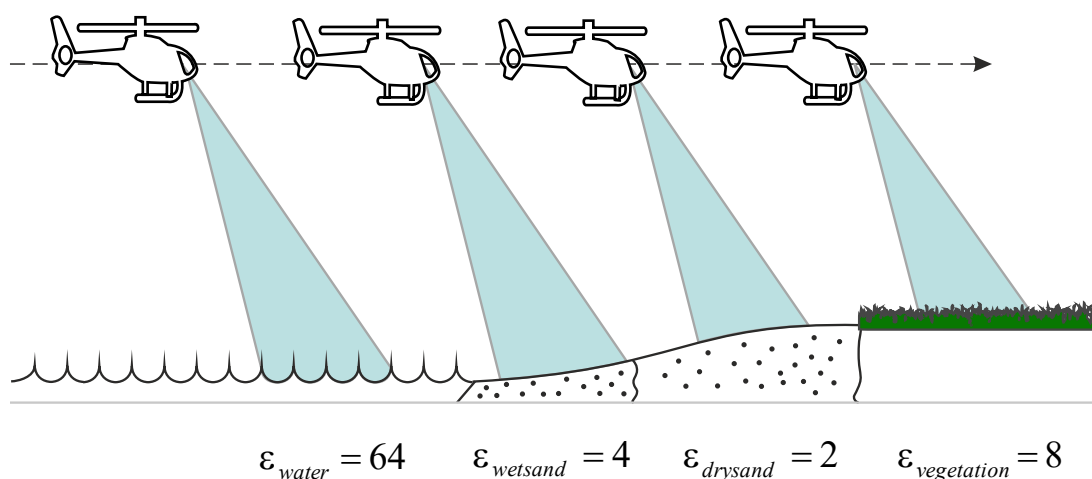


Рисунок 4.14 – Спостереження з борту вертольоту поверхонь з різними параметрами діелектричної проникності

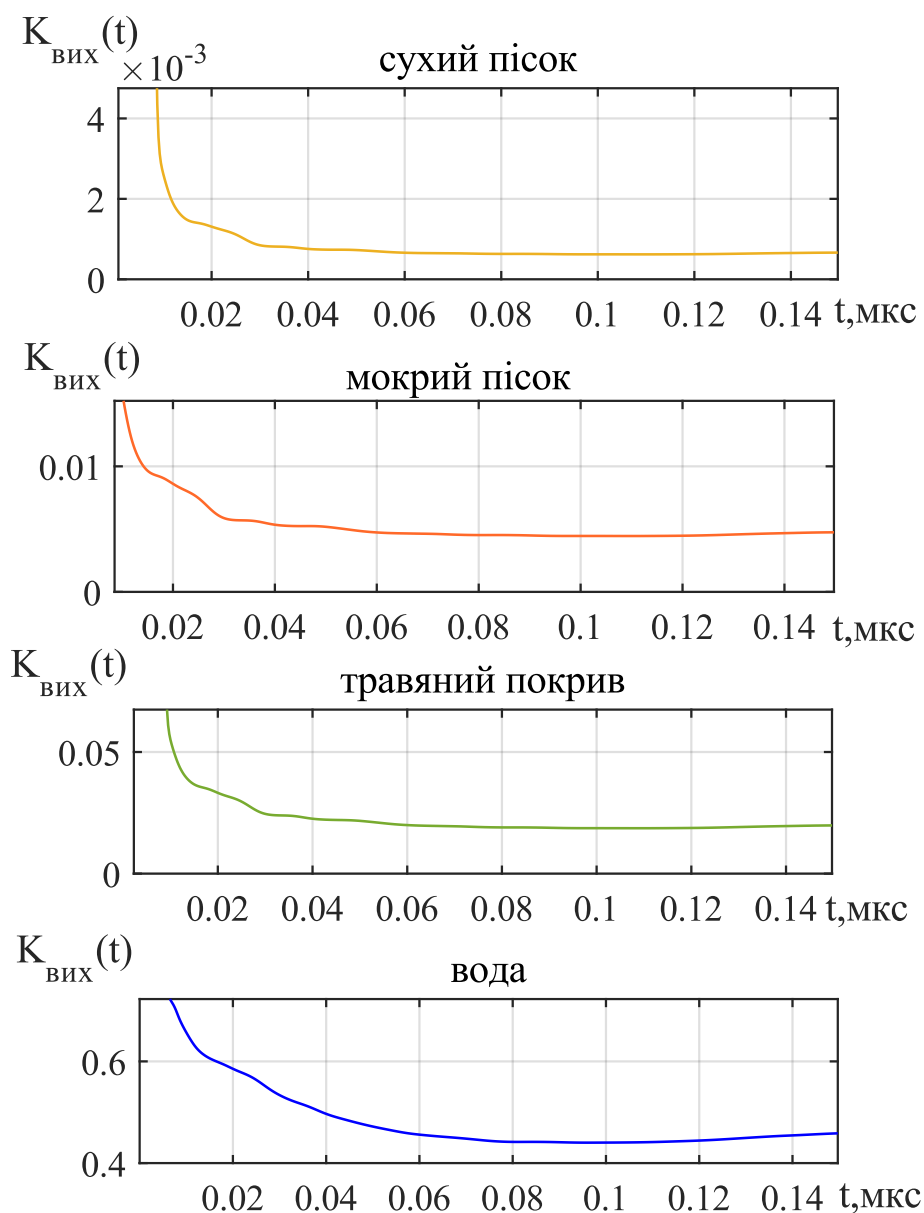


Рисунок 4.15 – Результат моделювання коефіцієнту подавлення завад підстильної поверхні в залежності від постійної інтегрування T .

В подальшому для моделювання імітаційної моделі використовується постійна інтегрування 0,025 мкс (100 точок). На рисунку 4.16 показано, як змінювався коефіцієнт адаптації при зміні форми поверхні, тобто, як відбувається адаптація алгоритму до форми поверхні. Також з отриманих результатів моделювання можна констатувати факт адаптації не тільки до форми поверхні, а і до її типу.

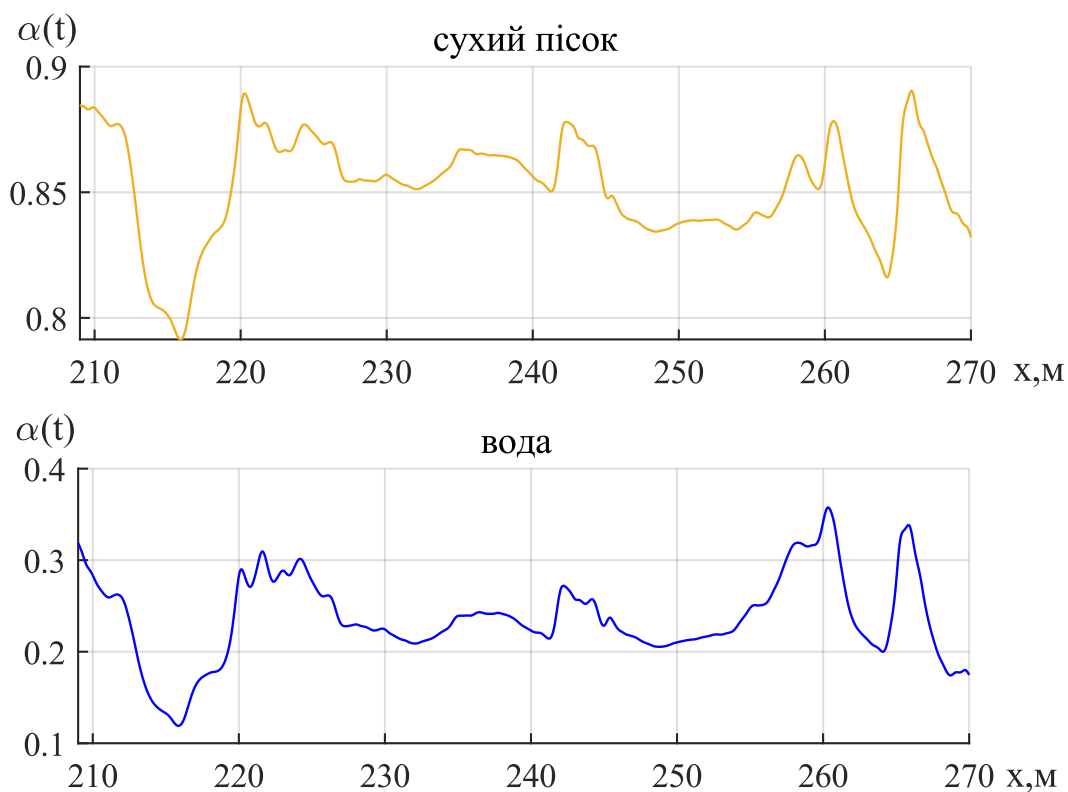


Рисунок 4.16 – Адаптація алгоритму до форми та типу поверхні, що спостерігається

Результати імітаційного моделювання алгоритму потрійної компенсації завад та відомого компенсатору завад представлені на рисунку 4.17 та 4.18.



Рисунок 4.17 – Сигнал отриманий після компенсації завад (поверхня сухий пісок)



Рисунок 4.18 – Сигнал отриманий після компенсації завад (поверхня вода)

На рисунку показано залежність коефіцієнту адаптивності та коефіцієнту кореляції ввід діелектричної проникності підстильної поверхні показано на рисунку 4.19 для $U_1(t) = U_G(t)$ та $U_2(t) = U_B(t)$. На рисунку 4.20 при випадку коли $U_1(t) = U_B(t)$ та $U_2(t) = U_G(t)$.

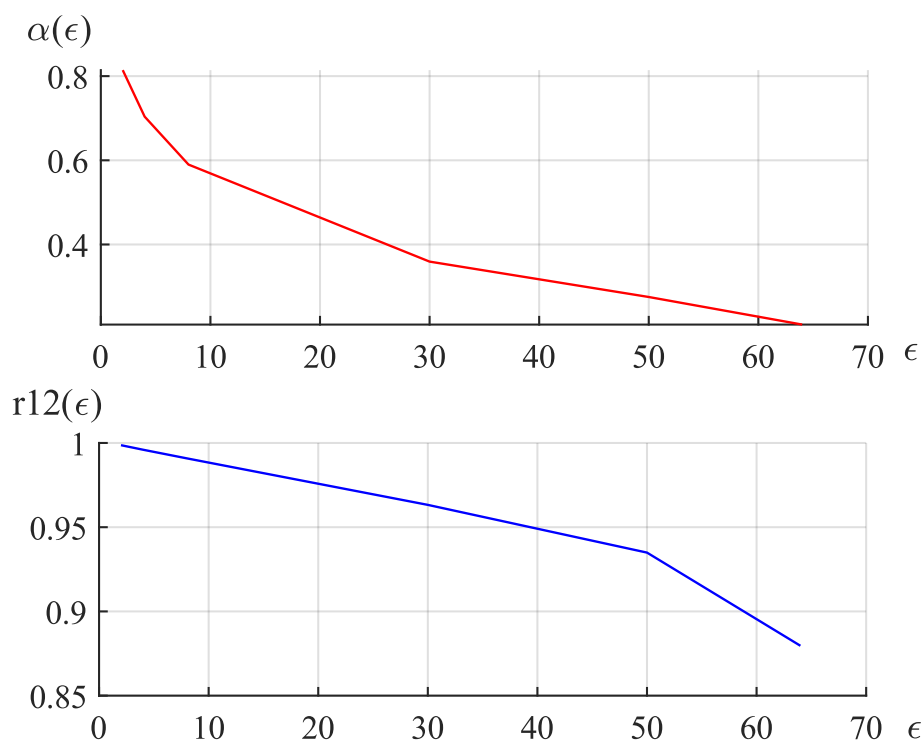


Рисунок 4.19 – . Залежність коефіцієнта адаптації та коефіцієнта кореляції від діелектричної проникності для першого випадку

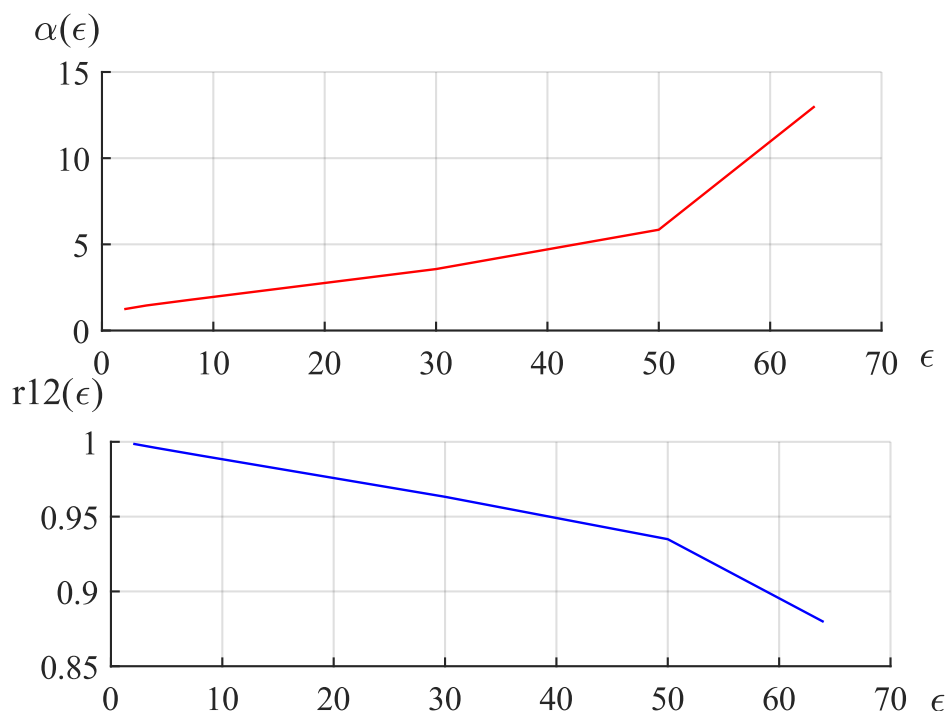


Рисунок 4.20 – . Залежність коефіцієнта адаптації та коефіцієнта кореляції від діелектричної проникності для другого випадку

З вище приведених графіки можна спостерігати адаптивність алгоритму до зміни підстильної поверхні та відповідно зміни коефіцієнту кореляції r_{12} .

Далі було сформовано сигнал відбитий від земної поверхні та ліній електропередач. Вертоліт летів на висоті 50 м від земної поверхні, а ЛЕП розміщена на висоті 10 м від поверхні. Модель земної поверхні з ЛЕП показано на рисунку 4.21.



Рисунок 4.21 – модель земної поверхні з ЛЕП

Сформовані відбиті сигнали включають складові віддзеркалені від земної поверхні (сухий пісок) та дроту ЛЕП. Отримані сигнали показані на рисунку 4.22. При першому моделюванні було задано низький рівень шумів, для можливості ідентифікації положення дроту на отриманих графіках. Як видно з рисунку 4.22 дріт на 250 м похилої дальності. Відношення сигнал/завада на вході приймача становить -7.39 дБ. Сигнали з додаванням завад показано на рисунку 4.3, відношення сигнал/завада для сигналу при шумах на рівні 0,05 становить -4.86 дБ.

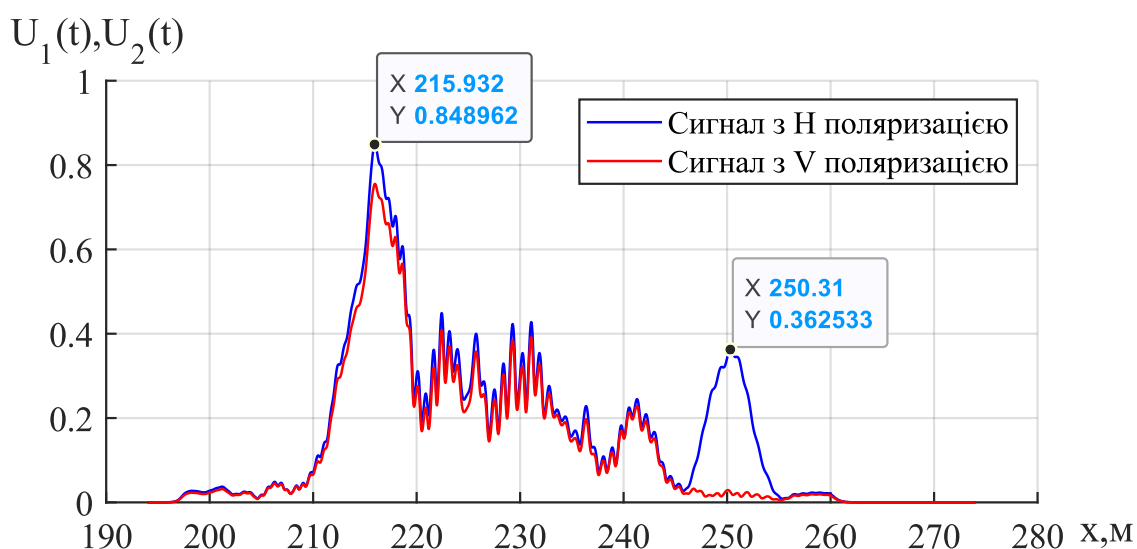


Рисунок 4.22 – Сигнали відбитих від земної поверхні та дроту ЛЕП без шумів

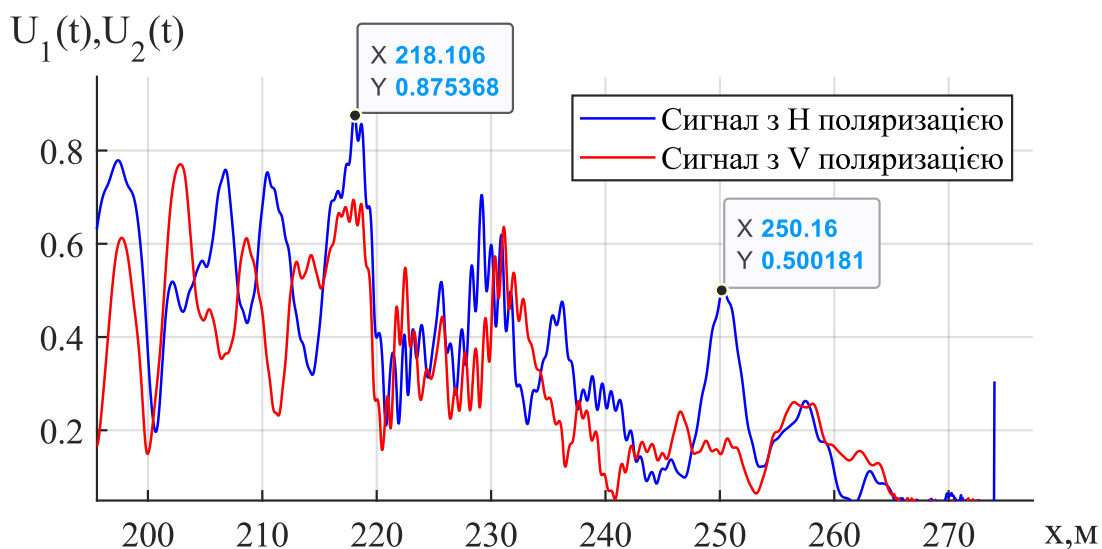


Рисунок 4.23– Сигнали відбитих від земної поверхні та дроту ЛЕП з шумами

Сигнали відбитих від земної поверхні та дроту ЛЕП обробляються алгоритмом, що відповідає схемі приведеній на рисунку 4.7. Результат обробки показано на рисунку 4.24.

З отриманих результатів видно, що співвідношення сигнал/завада для відомим компенсатором складає +8,66 дБ, а при обробці алгоритмом реалізованим за схемою приведеної на рисунку 4.7 дорівнює +27.9 дБ. Відомий компенсатор дає вигреш у відношенні сигнал/завада порівняно зі значенням на вході компенсатору +13,52 дБ, для алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрійною компенсацією завад +32,76 дБ.

З чого можна зробити висновок, що алгоритм поляризаційної селекції сигналів з потрійною компенсацією завад на +19,24 дБ ефективніше відомого компенсатору завад.

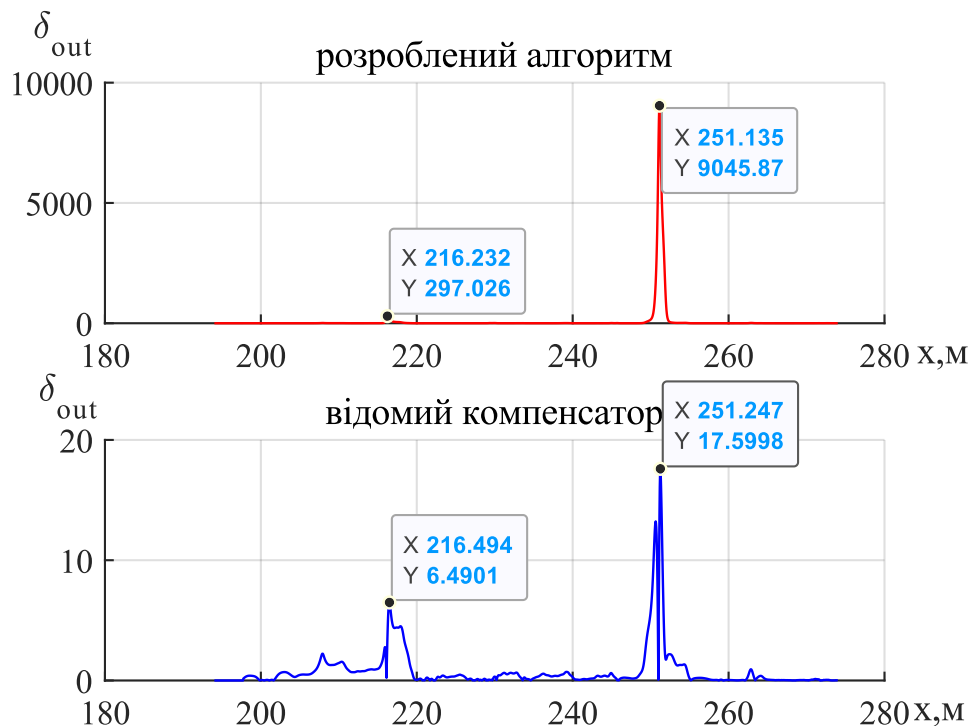


Рисунок 4.24 – Результат поляризаційної селекції ліній електропередач

Другий експеримент проводився при зміні положення дроту ліворуч відносно попереднього положення на відстань 10 метрів. На рисунку 4.25 показано нове положення дроту звинуте в ліво на 10 метрів відносно попереднього. На рисунку 4.26 показано отримані сигнали відбиті від поверхні та ЛЕП без шумів. На похилій дальності тепер ЛЕП розміщується на 230 метрах. На рисунку 4.27 показано отримані сигнали відбиті від поверхні та ЛЕП з додаванням шумів. Відношення сигнал/завада при цьому становить +1,899 дБ.

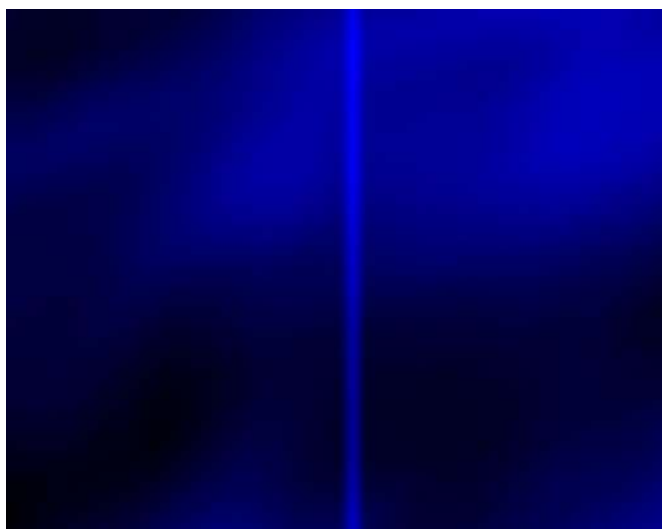


Рисунок 4.25 – модель земної поверхні з зміненням положенням ЛЕП

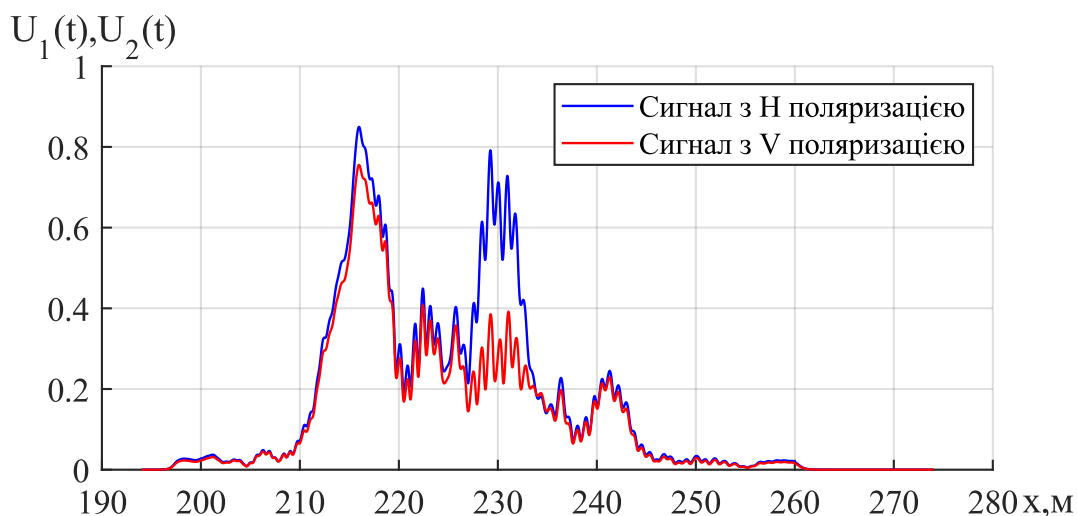


Рисунок 4.26 – Сигнали відбитих від земної поверхні та дроту ЛЕП без шумів

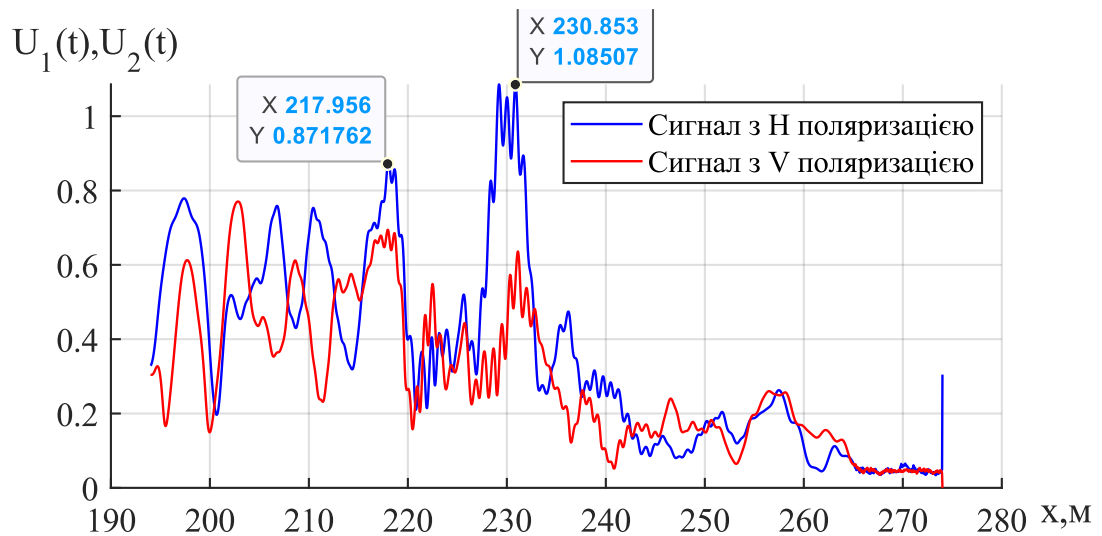


Рисунок 4.27 – Сигнали відбитих від земної поверхні та дроту ЛЕП з шумами

Постійна інтегрування при додаванні завад була встановлена на рівні $\sim 0,019$ мкс. Результат поляризаційної селекції сигналів показано на рисунку 4.28. Відношення сигнал/завада для відомого компенсатору становить $-0,743$ дБ, а для алгоритму реалізованого за схемою приведеної на рисунку 4.7 дорівнює $+7,46$ дБ.

Відомий компенсатор дає вигреш у відношенні сигнал/завада порівняно зі значенням на вході компенсатору $-2,64$ дБ, для алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад $+5,56$ дБ.

З чого можна зробити висновок, що алгоритм поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад на $+8,2$ дБ ефективніше відомого компенсатору завад при наявності шумів.

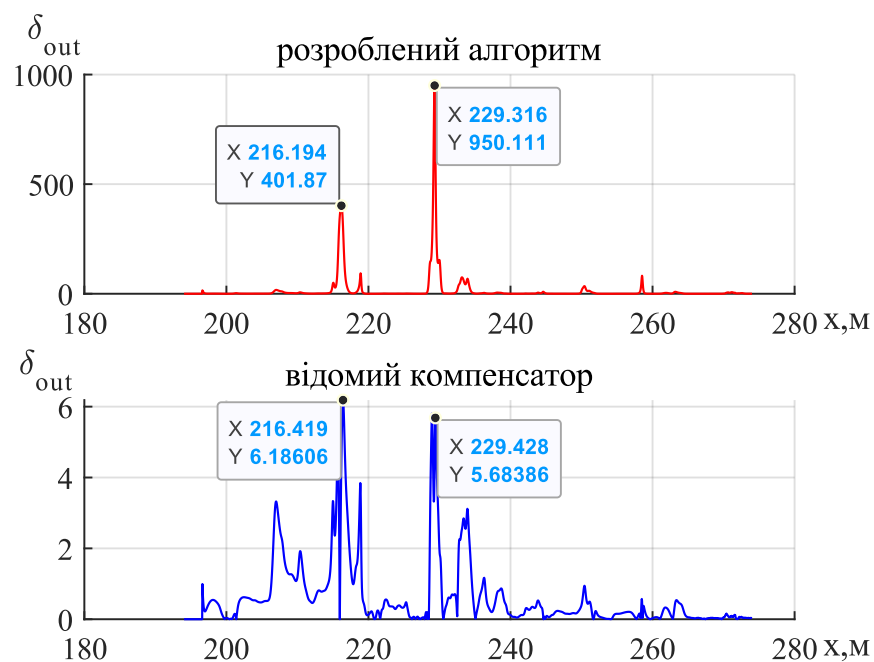
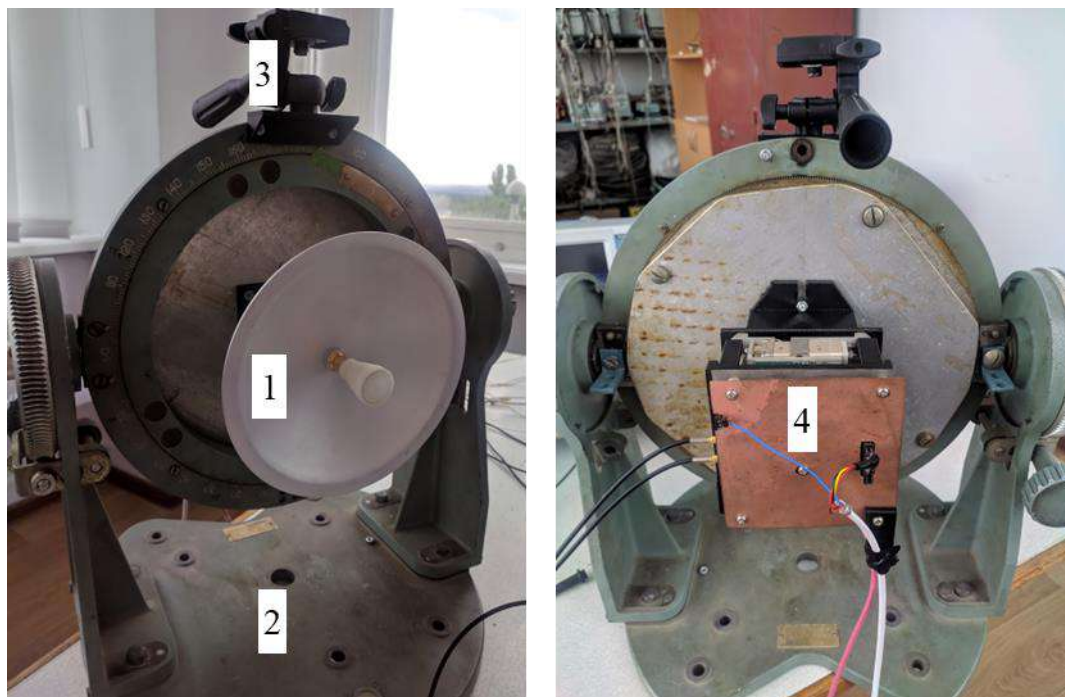


Рисунок 4.28 – Результат поляризаційної селекції ліній електропередач

З отриманих результатів імітаційного моделювання можна зробити висновок, що потрібна компенсація завад, як результат строгого математичного вирішення статистичної оптимізаційної задачі в рамках метода максимуму функції правдоподібності, забезпечує найбільшу ефективність селекції в порівнянні з відомими алгоритмами одинарного вагового віднімання.

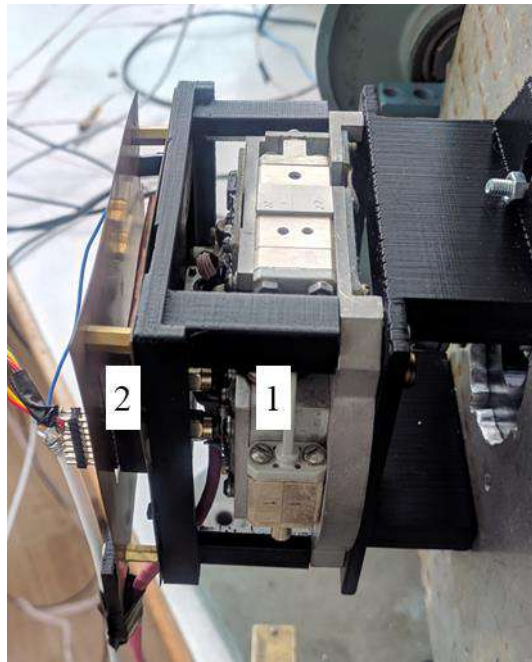
4.3 Результати експериментальних досліджень методу поляризаційної селекції ліній електропередач

Експериментальні дослідження проводились з застосуванням макету поляризаційного радару, який був розроблений на кафедрі аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут» в рамках науко-дослідницької роботи «Синтез оптимальної структури радару попередження зіткнення з перешкодами для безпеки польотів на малих висотах» № ДР 0121U109598 [178]. Загальний вигляд радару з антенною системою показано на рисунках 4.29-4.30.



- 1 – антена Кассегрена;
- 2 – антено-поворотний пристрій;
- 3 – кріплення для камери;
- 4 – блок приймача та передавача, підсилення, фільтрації та детектування.

Рисунок 4.29 – Радар попередження зіткнення з перешкодами



1 – блок приймача та передавача;

2 – блок підсилення, фільтрації та детектування.

Рисунок 4.30 – Блок приймача та передавача, підсилення, фільтрації та детектування

Основні технічні характеристики радару:

- робоча частота, 94,0 ГГц;
- ширина діаграми спрямованості антени, ~ 1 градус;
- тривалість імпульсу, 30-100 нс
- вихідна потужність 5 Вт на канал (при тривалості імпульсу 100 нс);
- проміжна частота приймача 2.3 ГГц

Реєстрація сигналів проміжної частоти вертикального та горизонтального каналів фіксувались цифровим осцилографом RTO2044 (рис. 4.31). Записані сигнали в подальшому були оброблені на комп'ютері.

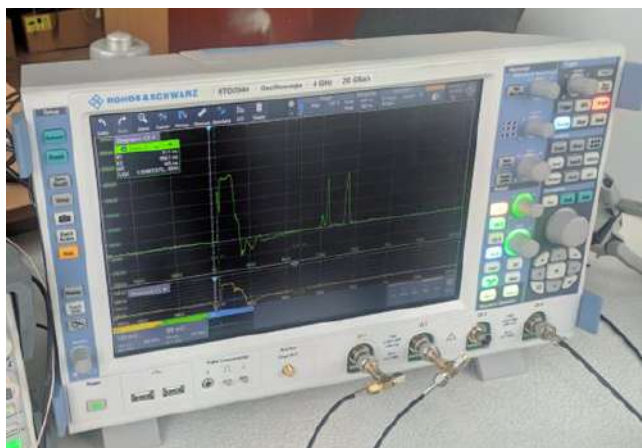


Рисунок 4.31 – Цифровим осцилограф RTO2044 підключений до макету радару для реєстрації сигналів проміжної частоти вертикального та горизонтального каналів

Натурні випробування макету радару проводилися на території Національного аерокосмічного університету ім. М.Є. Жуковського «ХАІ». Макет радару було розміщено на 5 поверсі радіокорпусу на висоті 15 м над рівнем землі (рис. 4.32). Сектор огляду місцевості складав понад 120°.

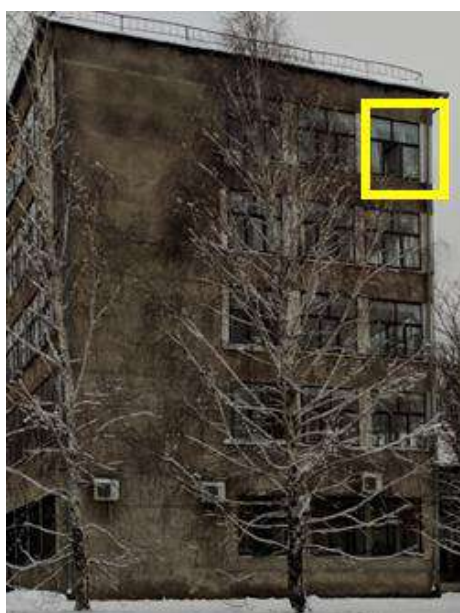
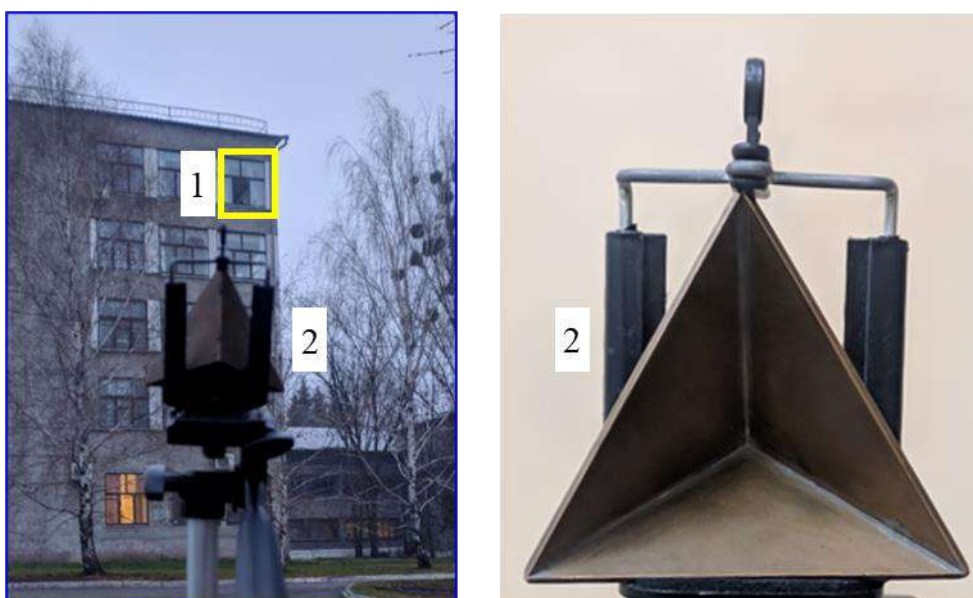


Рисунок 4.32 – Місце встановлення радару

Для точного позиціювання використовувалась відеокамера (рис. 4.33) калібрування якої виконувались разом з калібруванням радару (рис. 4.34) (еталонного) кутового відбивача з розрахунковою ефективною поверхнею розсіювання 3 м^2 , що встановлювався на різних відстанях від радару.



Рисунок 4.33 – Відеокамера розміщена на радарі для точного позиціювання



- 1 – місце встановлення радару;
2 – кутовий відбивач.

Рисунок 4.34 – Калібрування радару та відеокамери

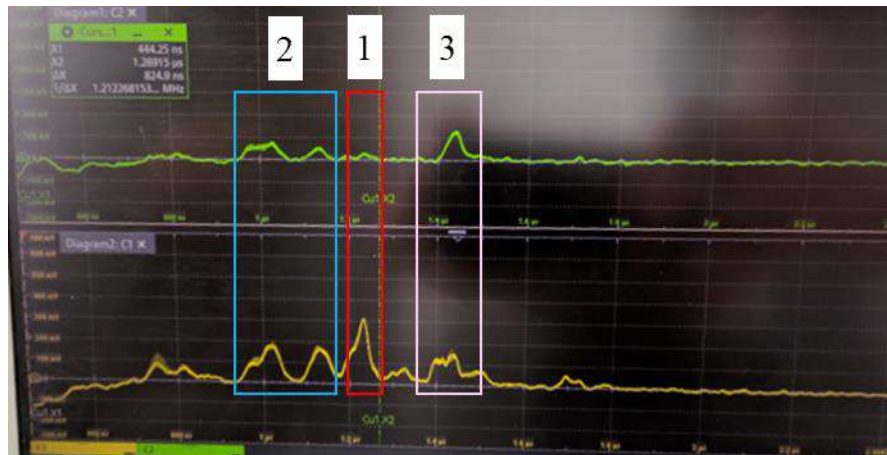
В якості одного з об'єктів дослідження було обрано вертикальний штир (1 на рис. 4.35), висотою приблизно 8м, який розміщений на 4 поверху будівлі. Приблизна відстань до штиря складає приблизно 230-250 метрів, також на расі дослідження можна спостерігати дерева (2 на рис. 4.35).

На рисунку 4.35 видно, що вертикальний дріт (1 на рис. 4.36) спостерігається тільки на у каналі прийому вертикальної поляризації, а перешкоди у вигляді дерев (2 на рис. 4.35) у вертикальному та горизонтальному каналах прийому (2 та 3 на рис. 4.36). Отримані результати були збережені у форматі *.csv з наступними параметрами при збереженні: роздільна здатність сигналу, 50 нс; довжина запису сигналу, 40000 точок; кількість послідовних записів, 512.



1 – металева вертикальна вежа (штир); 2 – дерева.

Рисунок 4.35 – Розташування об'єкту радіолокаційного дослідження



- 1 – вертикальна вежа (шпир)
- 2 – крони дерев перед об'єктом дослідження;
- 3 – крона дерева за об'єктом дослідження

Рисунок 4.36 – Осцилограми відбитих сигналів у ортогонально-поляризованих каналах

На рисунку 4.37 показано осцилограми відбитих сигналів у ортогонально-поляризованих каналах побудовані в Matlab. Міткою з координатами X:1. вертикальну вежу (шпир), яку ми спостерігали у вертикальному каналі. Відношення сигнал/завада становить +1,91 дБ для даного випадку.

На рисунку можна спостерігати також перешкоди (дерева), що спостерігаються в обох каналах. Отримані дані були оброблені алгоритмом поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад представленим на рисунку (4.7). Результат поляризаційної селекції сигналів показано на рисунку 4.38. Відношення сигнал/завада для відомого компенсатору дорівнює +14,27 дБм, для алгоритму реалізованого за схемою приведеної на рисунку 4.7 дорівнює +24,1 дБм. Відомий компенсатор дає вигреш у відношенні сигнал/завада порівняно зі значенням на вході компенсатору +12,36 дБм, для алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад +22,19 дБм. З чого можна зробити висновок, що алгоритм поляризаційної селекції сигналів з потрібною

компенсацією завад на +9,83 дБм ефективніше відомого компенсатору завад при наявності шумів.

Отримані результати демонструють, що отриманий алгоритм виділяє об'єкти з явно вираженими поляризаційними характеристиками на фоні завад, а поляризаційно-ізотропні об'єкти (рослинність, будівлі, дерева) компенсуються.

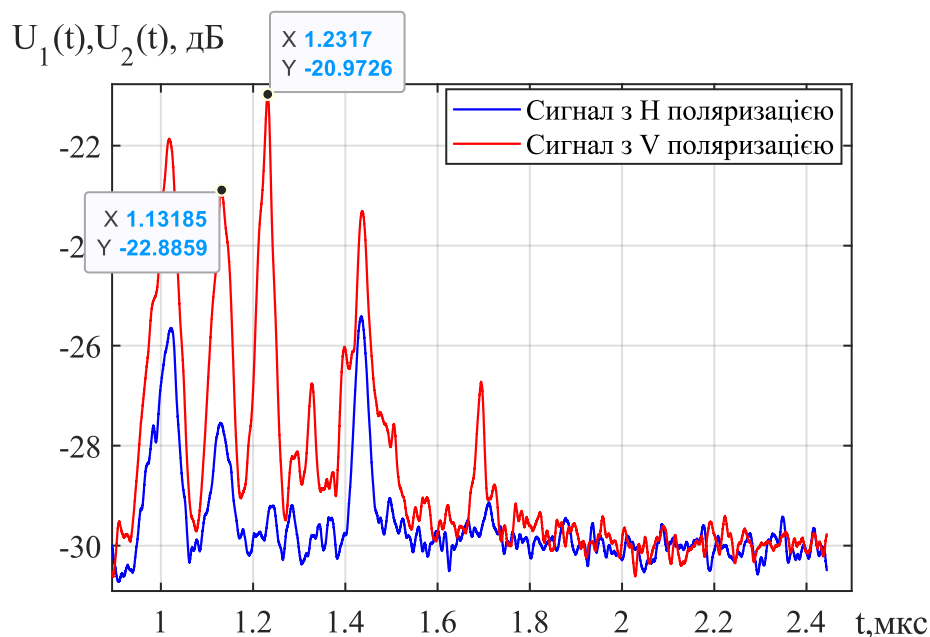


Рисунок 4.37 – Осцилограми відбитих сигналів у ортогонально-поляризованих каналах побудовані в Matlab.



Рисунок 4.38 – Результат поляризаційної селекції об'єкту спостереження металева вежа (шпир)

Для підтвердження отриманих результатів було проведено додаткове дослідження з виявленням двох вертикально розміщених об'єктів (1 на рис. 4.39). Вежі розташовані порівняно не значній відстані одна від одної.

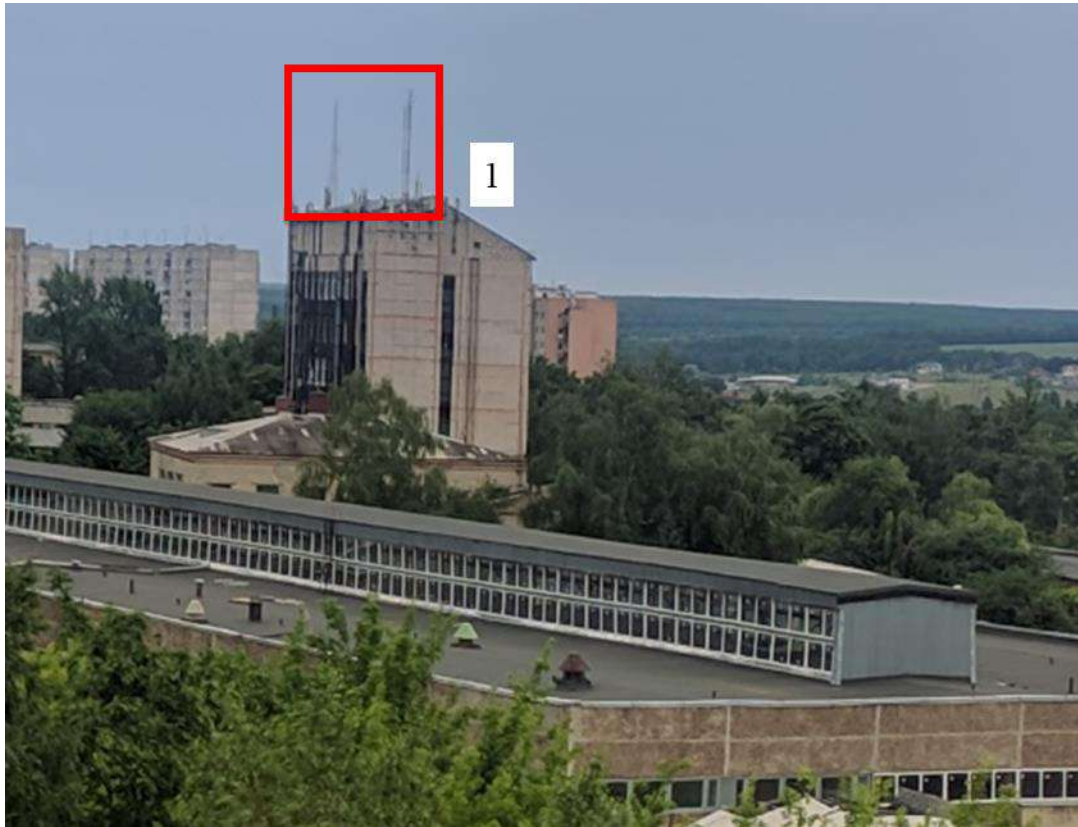


Рисунок 4.39 – Розташування об'єктів радіолокаційного дослідження

Отримані осцилограми відбитих сигналів у ортогонально-поляризованих каналах зображені на рисунку 4.40. Ми можемо спостерігати сигнали відбиті від будівлі (X:1.62605 на рис. 4.40) та сигнали відбиті від об'єктів дослідження з координатами X:1.6834 та X:1.7774.

Відношення сигнал/завада на вході компенсатору становить для першої вежі -1,1 дБм та для другої вежі -1,17 дБм. На рисунку 4.40 досить важко сказати про наявність двох об'єктів вертикальної поляризації.

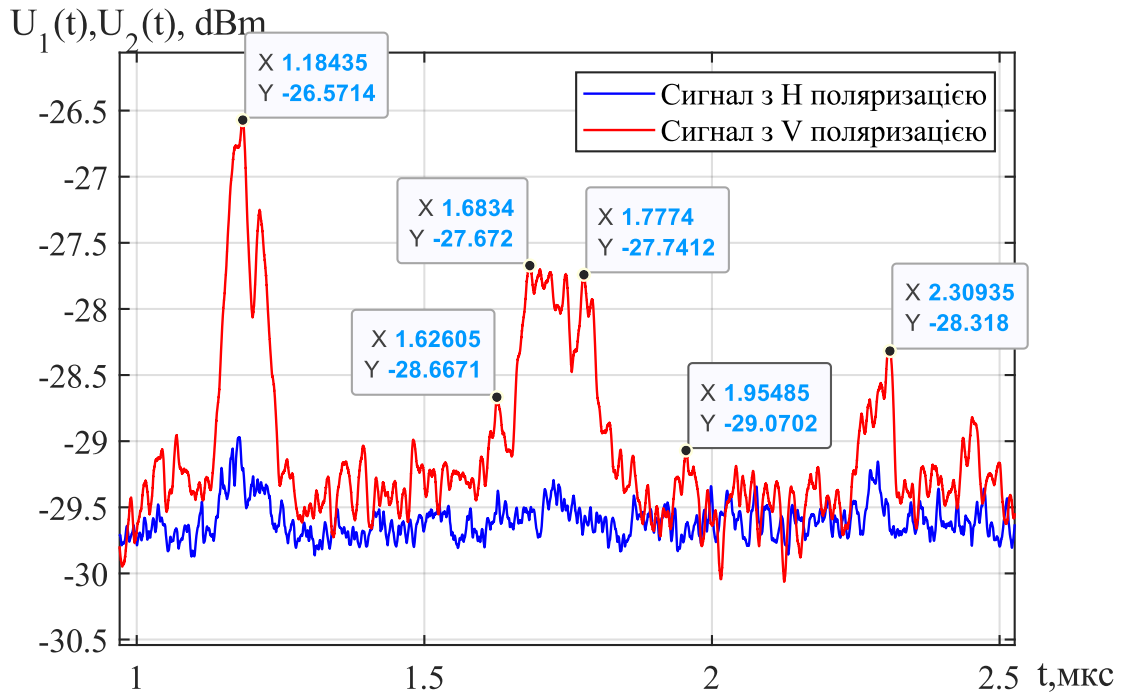


Рисунок 4.40 – Осцилограми відбитих сигналів у ортогонально-поляризованих каналах.

Результат поляризаційної селекції сигналів показано на рисунку 4.41. Для відомого компенсатора відношення сигнал/завада для першої вежі становить +3,86 дБм та для другої -3,84 дБм.

Відношення сигнал/завада для алгоритму реалізованого за схемою приведеної на рисунку 4.7 для першої вежі становить +7,72 дБм та для другої вежі +1,69 дБм. Відомий компенсатор дає вигреш у відношенні сигнал/завада порівняно зі значенням на вході компенсатора для першої вежі +4,96 дБм та для другої вежі 2,67 дБм, для алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад для першої вежі +8,82 дБм та для другої вежі +2,86 дБм. З чого можна зробити висновок, що алгоритм поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад на 3,8 дБм ефективніше відомого компенсатора завад при наявності шумів. Отримані результати демонструють, що розроблений алгоритм краще скелетує об'єкти дослідження порівняно з відомим алгоритмом одинарної компенсації.

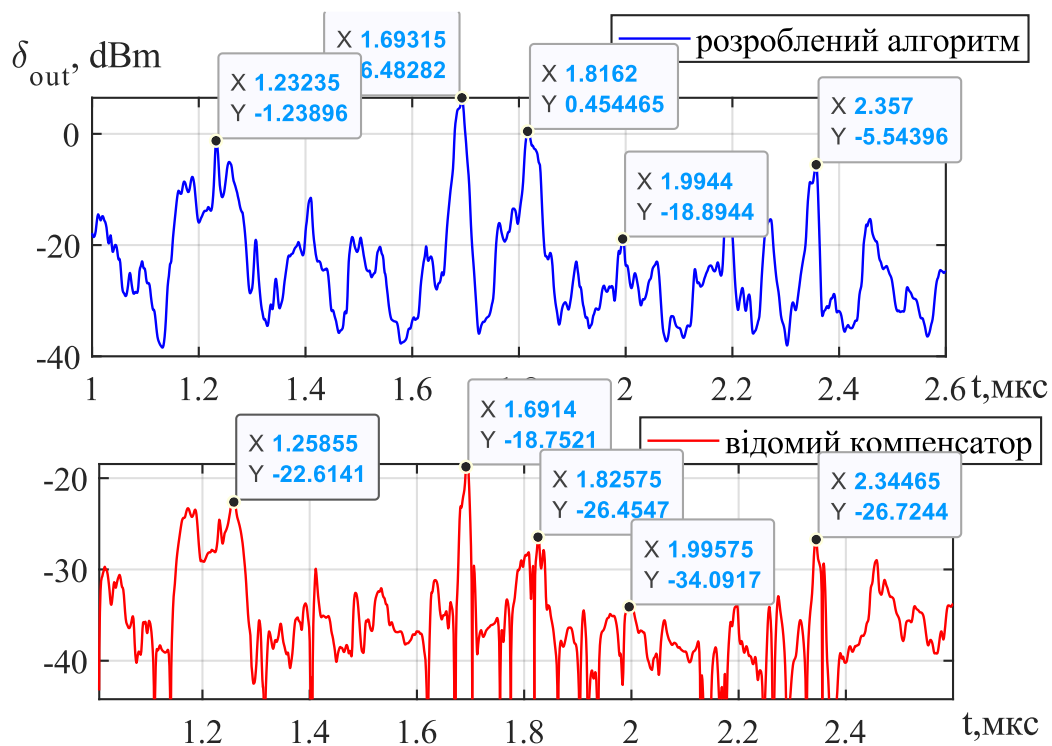


Рисунок 4.41 – Результат поляризаційної селекції двох об’єктів спостереження

У таблицю.1 приведено результати імітаційного моделювання та експериментальна перевірка методу поляризаційної селекції ліній електропередач.

Таблиця 4.1 – Результати імітаційного моделювання та експериментальна перевірка методу поляризаційної селекції ліній електропередач

Найменування дослідження	Тип компенсатору	Сигнал/завада на виході компенсатору, дБм	Відношення сигнал/завада на виході та вході компенсатору, дБм	Коефіцієнт підсилення порівняно з відомим компенсатором, дБм
Моделювання 1	Відомий компенсатор	+8,66	+13,52	-
	Розроблений алгоритм	+27,9	+32,76	+19,24
Моделювання 2	Відомий компенсатор	-0,743	-2,64	-
	Розроблений алгоритм	+7,46	+5,56	+8,2
Експеримент 1	Відомий компенсатор	+14,27	+12,36	-
	Розроблений алгоритм	+24,1	+22,19	+9,83
Експеримент 2	Відомий компенсатор	+3,86	+4,96	-
	Розроблений алгоритм	+7,72	+8,82	+3,86

Висновок до розділу

Для перевірки працездатності запропонованого методу поляризаційної селекції ліній електропередач в розділі виконано імітаційне моделювання оптимального алгоритму потрібної компенсації завад.

Перше моделювання було виконано у програмі написаній на мові Fortran. Виконане імітаційне моделювання земної поверхні з урахуванням поляризації електромагнітних хвиль, електрофізичних властивостей та геометричних характеристик. Промодельовані сигнали відбиті від земної поверхні та об'єктів дослідження в подальшому оброблялися в іншому програмному забезпеченні.

Друге моделювання виконувалось в програмі Matlab. Виконано моделювання алгоритму, що відповідав розробленій структурній схемі алгоритму потрібної компенсації завад. Розроблений алгоритм адаптується до форми та типу поверхні, що спостерігається. Було досліджено Залежність коефіцієнта адаптації та коефіцієнта кореляції від діелектричної проникності. Для об'єктивності отриманих результатів паралельно було створено одинарний (відомий) компенсатор завад. Результати моделювання показують, що при відсутності об'єктів дослідження обидва компенсатори працюють.

Далі було проведено дослідження сигналів відбитих від земної поверхні та горизонтально розміщеним дротом ЛЕП. При моделюванні сигналів з шумами відношення сигнал/завада на вході приймача склало $-4,86$ дБм, відношення сигнал/завада для відомого компенсатору склало $+8,66$ дБм, для розробленого алгоритму становить $+27,9$ дБм. Відомий компенсатор дає вигоду у відношенні сигнал/завада порівняно зі значенням на вході компенсатору $+13,52$ дБм, для алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад $+32,76$ дБм. Отримані дані показують, що алгоритм поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад на $+19,24$ дБм ефективніше відомого компенсатору завад для першого моделювання.

В наступному етапі додатково було проведено експериментальне досліджень з використанням методу поляризаційної селекції ліній електропередач. Отримані дані експериментального дослідження були оброблені розробленим та відомим алгоритмами компенсації.

Для першого експерименту відношення сигнал/завада для відомого компенсатору становить +14,27 дБм, для алгоритму реалізованого за схемою потрібної компенсації завад становить +24,1 дБм. Відношення сигнал/завада на виході відомого компенсатору дає вигреш +12,36 дБм порівняно з вхідним відношенням сигнал/завада, для алгоритму реалізованого за схемою потрібної компенсації завад вигреш становить +22,19 дБм. Отримані дані показують, що алгоритм поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад на +9,83 дБм ефективніше відомого компенсатору завад для першого моделювання.

Для другого експерименту відношення сигнал/завада для відомого компенсатору для першої вежі становить +3,86 дБм, для алгоритму реалізованого за схемою потрібної компенсації завад для першої вежі становить +7,72 дБм. Відношення сигнал/завада на виході відомого компенсатору дає вигреш +4,96 дБм порівняно з вхідним відношенням сигнал/завада, для алгоритму реалізованого за схемою потрібної компенсації завад вигреш становить +8,82 дБм. Отримані дані показують, що алгоритм поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад на +3,86 дБм ефективніше відомого компенсатору завад для першого моделювання.

Отримані результати демонструють чітку селекції об'єктів з явно вираженими поляризаційними признаками. Відношення сигнал /завада методу поляризаційної селекції ліній електропередач з потрібною компенсацією завад, що найменше в +3,86 дБ ефективніше одинарного компенсатору завад.

ВИСНОВКИ

У дисертація вирішена актуальна наукова задача розробки методу поляризаційної селекції ліній електропередач у вертольотному радарі.

1. Актуальність завдання, що вирішується, обґрунтована на основі аналізу існуючих систем та методів виявлення ліній електропередач. Основним недоліком таких систем є те, що більшість розробок залежать від певних умов, наприклад, протікання струму через дроти ЛЕП, відсутність метеорологічних завад, тощо. Це знижує загальну ефективність виявлення ЛЕП. Частково дана проблема може бути вирішена при використанні радіолокаційних систем на основі методу поляризаційної селекції.

У дисертації запропоновано доповнити поляриметричні радари оптимальним методом поляризаційної селекції ліній електропередач, незалежно від ракурсу їх спостереження при польоті на малих висотах.

2. При рішенні дисертаційного завдання отримані наступні найбільш важливі наукові результати:

2.1 Вперше на основі вирішення задачі статистичної оптимізації сумісної обробки сигналів різних поляризацій синтезовано метод поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні для вертольотних радарів, який відрізняється від відомих потрійною ваговою компенсацією завад, обумовлених відбиттями сигналів від земної поверхні. Потрійна компенсація завад, як результат строгого математичного вирішення статистичної оптимізаційної задачі в рамках метода максимуму функції правдоподібності, забезпечує найбільшу ефективність селекції в порівнянні з відомими методами.

2.2 Вперше досліджені показники ефективності синтезованого методу оптимальної поляризаційної селекції ліній електропередач на тлі земної поверхні в залежності від електрофізичних властивостей підстильної поверхні та об'єктів

виявлення, співвідношення сигнал/завада та коефіцієнту кореляції завадового випромінювання на різних поляризаціях.

2.3 Отримав подальшого розвитку метод імітаційного моделювання радіолокаційних сигналів 3 мм діапазону радіохвиль, відбитих підстильною поверхнею та малопомітними поляризаційно-анізотропними об'єктами, що на відміну від існуючих враховує поляризацію зондуючих та розсіяних електромагнітних хвиль, електрофізичні властивості та геометричні характеристики підстильної поверхні та об'єктів виявлення.

2.4 Суттєву новизну мають результати експериментальних досліджень поляризаційних характеристик багатожильних дротів ліній електропередач у широкому діапазоні довжин радіохвиль, які на відміну від відомих враховують кросполяризацію відбитих сигналів.

3. Практичне значення отриманих результатів полягає у наступному:

3.1 Отримані результати експериментальних досліджень радіолокаційних характеристик ліній електропередач можуть бути використані при синтезі алгоритмів поляризаційної селекції та в розрахунках відповідних якісних показників.

3.2 Теоретичні результати та імітаційні моделі становлять підґрунтя для розробки створення радарів поляризаційної селекції об'єктів на фоні підстильної поверхні, а також програмно-алгоритмічного та схемо-технічного забезпечення ефективної обробки сигналів ортогональних поляризацій.

3.3 Отримані результати експериментальних досліджень можуть бути використані при виборі технічних характеристик радіолокаційних пристроїв і режимів їх роботи.

3.4 Теоретичні висновки та комп'ютерне моделювання можуть бути використанні в освітньому процесі у навчальних дисциплінах: «Статистична теорія радіотехнічних систем», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Статистична динаміка систем радіоавтоматики», «Математичні методи моделювання і оптимальних рішень».

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., & Nezhalskaya, K. (2021). Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 0(1), 50-59. doi:10.32620/reks.2021.1.04.
2. Volodimir Pavlikov, Konstantin Belousov, Simeon Zhyla, Eduard Tserne, Olexandr Shmatko, Anton Sobkolov, Dmytro Vlasenko, Volodimir Kosharskiy, Olexiy Odokienko, Mykola Ruzhentsev "Radar imaging complex with SAR and ASR for aerospace vehicle", *Radioelectronic and computer systems*, № 3, 2021, pp. 67-78, doi: 10.32620/reks.2021.3.06
3. V. V. Kosharskiy, M. V. Nechyporuk, V. H. Nguyen, V. V. Pavlikov, O. V. Odokienko, V. K. Volosyuk, and E. O. Tserne, "Algorithm for unbiased estimation of microwave radiation parameters in a modulation radiometer," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, № 10, 2020, pp. 865-881, doi:10.1615/TelecomRadEng.v79.i10.40.
4. N. V. Ruzhentsev, Valerii K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla, V. V. Kosharskiy, G. S. Cherepnin, and E. O. Tserne, "UAV target detection using radiometers of X, K, KA, and W bands," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 79, № 17, 2020, pp. 1489-1512. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v79.i17.10.
5. Волосяк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Руженцев М. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В. Синтез оптимального алгоритму поляризаційної селекції корисних сигналів на фоні пасивних завад в радарі з синтезуванням апертури // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2020., № 4(164)., с. 109-115. doi: 10.32620/akt.2020.4.14
6. Волосяк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Церне Е. О. Оптимізація структури багатоканального бортового радару з синтезуванням апертури антени та алгоритмом селекції ліній електропередач на тлі

земної поверхні // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2020., № 5(165)., с. 103-108. doi: 10.32620/akt.2020.5.13

7. Волосяк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Попов А. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Яковлев В. Г., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д. Оптимізація поляризаційно-доплерівської селекції малорозмірних об'єктів на тлі підстильної поверхні // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2021., № 6., с. 49-61. doi: 10.32620/akt.2021.6.06

8. Волосяк В. К., Павліков В. В., Жила С. С., Попов А. В., Кошарський В. В., Одокієнко О. В., Яковлев В. Г., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д. Дослідження якісних показників поляризаційної селекції об'єктів на фоні пасивних завад в поляризаційно-доплерівській радіолокаційній системі // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2021., № 6., с. 62-73. doi: 10.32620/akt.2021.6.07

9. Спосіб формування сирих даних в рухомих радіолокаційних станціях з синтезуванням апертури. Патент України на винахід №. 127778. / Жила С.С., Волосяк В. К., Павліков В. В., Церне Е. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д., Кошарський В. В., Шматко О. О., Нежальська К. М., Мазуренко О. В.; 28.12.2023

10. V. Volosyuk, V. Pavlikov, M. Nechyporuk, S. Zhyla, N. Ruzhentsev and V. Kosharskyi, "Optimal Algorithms Synthesis for Polarization Selection of Useful Signals on the Background of Passive Interference in Synthetic Aperture Radars," 2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), 2020, pp. 452-456, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9468010.

11. V. Volosyuk, V. Pavlikov, M. Nechyporuk, S. Zhyla, V. Kosharskyi and E. Tserne, "Structure Optimization of the Multi-Channel On-Board Radar with Antenna Aperture Synthesis and Algorithm for Power Line Selection on the Background of the Earth Surface," 2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), 2020, pp. 775-778, doi: 10.1109/PICST51311.2020.9467898.

12. V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, V. Kosharskyi, A. Popov and O. Odokienko, "Optimization of Polarization-Doppler Selection Small-sized Objects on the Background of the Earth Surface," 2022 IEEE 16th International Conference on

Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), 2022, pp. 559-563, doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9766943.

13. G. McMillan and H. Xu, "Helicopter Aerial Work: Technology to Meet Growing Needs in Critical Missions," *Journal of the American Helicopter Society*, Vol. 69, 2023, pp. 285–292. DOI: 10.4050/JAHS.69.012007.

14. Y. Wu, W. Liu, Y. Ding and J. Shen, "Research on safety distance in live operation with helicopter and hanging basket on 500kV transmission line," 2017 EPTC Power Transmission and Transformation Technology Conference, Chongqing, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1049/cp.2017.0561.

15. Аналіз даних з безпеки польотів за результатами розслідування подій з цивільними повітряними суднами України, що сталися у 2013 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2014. – Режим доступу: https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2020/05/analysis_2013_2.pdf

16. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України, що сталися у 2014 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2015. – Режим доступу: https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2020/05/analysis_5.pdf

17. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України, що сталися у 2015 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2016. – Режим доступу: <https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2020/05/analysis2015.pdf>

18. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій з цивільними повітряними суднами України та суднами іноземної реєстрації, що сталися у 2016 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними

повітряними суднами. – Київ, 2016. – Режим доступу: https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2020/05/analysis_2016.pdf

19. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України та суднами іноземної реєстрації, що сталися у 2017 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2018. – Режим доступу: https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2020/05/analysis_2017.pdf

20. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України та суднами іноземної реєстрації, що сталися у 2018 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2019. – Режим доступу: <https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2020/05/analysis2018.pdf>

21. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України та суднами іноземної реєстрації, що сталися у 2019 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2020. – Режим доступу: <https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2020/05/analysis2019.pdf>

22. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України та суднами іноземної реєстрації, що сталися у 2020 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2021. – Режим доступу: <https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2021/03/analysis2020full.pdf>

23. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України та суднами іноземної реєстрації, що сталися у 2021 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з

цивільними повітряними суднами. – Київ, 2022. – Режим доступу: <https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2022/03/2021.pdf>

24. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України та іноземними ПС, що сталися у 2022 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2023. – Режим доступу: <https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2023/05/2022.pdf>

25. Аналіз стану безпеки польотів за результатами розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами України та суднами іноземної реєстрації, що сталися у 2023 році [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національного бюро з розслідування авіаційних подій та інцидентів з цивільними повітряними суднами. – Київ, 2024. – Режим доступу: <https://nbaai.gov.ua/wp-content/uploads/2024/03/2023.pdf>

26. National Transportation Safety Board [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал National Transportation Safety Board. – Режим доступу: <https://www.nts.gov/safety/Pages/research.aspx>

27. D. F. T. Muñoz, F. Prieto and A. C. Correa, "Power Lines Detection from a Stereo Vision System," 2020 5th International Conference on Control and Robotics Engineering (ICCCE), Osaka, Japan, 2020, pp. 242-245, doi: 10.1109/ICCCE49379.2020.9096458.

28. R. Sabatini, M.A. Richardson, M. Cantiello, M. Toscano, and P. Fiorini, "A Novel Approach to Night Vision Imaging Systems Development, Integration and Verification in Military Aircraft", Aerospace Science and Technology, 2013. DOI: 10.1016/j.ast.2013.08.021

29. E. Mustafa, R. S. A. Afia and Z. Á. Tamus, "Application of Novel Electrical Aging Markers for Irradiated Low Voltage Nuclear Power Plant Power Cables," 2020 IEEE 3rd International Conference and Workshop in Óbuda on Electrical and Power Engineering (CANDO-EPE), Budapest, Hungary, 2020, pp. 000069-000072, doi: 10.1109/CANDO-EPE51100.2020.9337754.

30. Matikainen, Leena & Lehtomäki, Matti & Ahokas, Eero & Hyyppä, Juha & Karjalainen, Mika & Jaakkola, Anttoni & Kukko, Antero & Heinonen, Tero. (2016). Remote sensing methods for power line corridor surveys. *ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing*. 119. 10-31. 10.1016/j.isprsjprs.2016.04.011.
31. Sarabandi, K. & Park, Moonsoo. (2003). A Radar Cross-Section Model for Power Lines at Millimeter-Wave Frequencies. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*. 51. 2353 - 2360. 10.1109/TAP.2003.816380.
32. Zalevsky G.S. Method of radar detection and identification of metal and dielectric objects with resonant sizes located in dielectric medium / G.S. Zalevsky, A.V. Muzychenko, O.I. Sukharevsky // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2012. – №55(9). – P. 393–404. – DOI: 10.3103/S0735272712090026.
33. Volosyuk V. K. Optimization of estimates of electrophysical parameters and statistics of spatially extended objects in broadband systems of aperture synthesis V.K. Volosyuk, S.S. Zhyla, V.V. Pavlikov // *International journal «Telecommunication and Radio Engineering»*. – 2018. – Vol. 77(4). – P. 337–348.
34. J. C. Kirk, R. Lefevre, R. Durand, L. Q. Bui, R. Zelenka and B. Sridhar, "Automated Nap of the Earth (ANOE) data collection radar," *Proceedings of the 1998 IEEE Radar Conference, RADARCON'98. Challenges in Radar Systems and Solutions (Cat. No.98CH36197)*, Dallas, TX, USA, 1998, pp. 20-25, doi: 10.1109/NRC.1998.677971.
35. H. Yamaguchi, A. Kajiwara and S. Hayashi, "Power transmission line detection using an azimuth angular profile matching scheme," *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference [Cat. No. 00CH37037]*, Alexandria, VA, USA, 2000, pp. 787-792, doi: 10.1109/RADAR.2000.851935.
36. V. Ziegler, F. Schubert, B. Schulte, A. Giere, R. Koerber and T. Waanders, "Helicopter Near-Field Obstacle Warning System Based on Low-Cost Millimeter-Wave Radar Technology," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 658-665, Jan. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2012.2228220.
37. F. T. Ulaby and C. Elachi, *Radar Polarimetry for Geoscience Applications*. Dedham MA: Artech House, 1990.

38. K. Sarabandi and Moonsoo Park, "Millimeter-wave radar phenomenology of power lines and a polarimetric detection algorithm," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 12, pp. 1807-1813, Dec. 1999, doi: 10.1109/8.817656

39. H025 [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Longbow product card final Режим доступу: <https://www.lockheedmartin.com/content/dam/lockheed-martin/mfc/pc/longbow-fcr/mfc-longbow-fcr-pc-01.pdf>

40. İ. Ünal and S. Eker, "Investigations on millimeter wave detection of power lines from a safe distance," 2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, 2017, pp. 964-967.

41. M. Chunmei et al., "Obstacles detection based on millimetre-wave radar and image fusion techniques," IET International Conference on Intelligent and Connected Vehicles (ICV 2016), Chongqing, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1049/cp.2016.1155.

42. J. Qian, X. Mai and X. Yuwen, "Real-time Power Line Safety Distance Detection System Based on LOAM Slam," 2018 Chinese Automation Congress (CAC), Xi'an, China, 2018, pp. 3204-3208, doi: 10.1109/CAC.2018.8623168.

43. S. Futatsumori, C. Amielh, N. Miyazaki, K. Kobayashi and N. Katsura, "Helicopter Flight Evaluations of High-Voltage Power Lines Detection Based on 76 GHz Circular Polarized Millimeter-Wave Radar System," 2018 15th European Radar Conference (EuRAD), Madrid, 2018, pp. 218-221, doi: 10.23919/EuRAD.2018.8546609.

44. S. Futatsumori and N. Miyazaki, "Concept of Helicopter All-Around Obstacle Detection Using Millimeter-Wave Radar Systems Experiments with a beam-switching radar system and a multicopter," 2018 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Auckland, 2018, pp. 510-511, doi: 10.1109/APCAP.2018.8538152.

45. Chandrasekaran, R., Payan, A. P., Collins, K. B., & Mavris, D. N. (2020). Helicopter wire strike protection and prevention devices: Review, challenges, and recommendations. *Aerospace Science and Technology*, 105665. doi:10.1016/j.ast.2019.105665

46. V. T. Nagaraj, I. Chopra, Safety study of wire strike devices installed on civil and military helicopters, Report DOT/FAA/AR-08/25, U.S. Department of Transportation, Federal Aviation Administration (September 2008).

47. Бортова система виявлення електромагнітного поля активних ЛЕП поблизу вертольоту від корпорації Safe Flight Instrument Corporation [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Safe Flight Instrument Corporation. – Режим доступу: <https://www.safeflight.com/wp-content/uploads/2015/11/Business-Commercial-Aviation-Flying-With-Safe-Flights-PDS.pdf>

48. National Oceanic and Atmospheric Administration (26 February 2021). "What is LIDAR". oceanservice.noaa.gov. US Department of Commerce. Retrieved 15 March 2021.

49. Sabatini, Roberto & Gardi, Alessandro & Ramasamy, Subramanian. (2014). A Laser Obstacle Warning and Avoidance System for Unmanned Aircraft Sense-and-Avoid. *Applied Mechanics and Materials*. 629. 355-360. 10.4028/www.scientific.net/AMM.629.355.

50. Karl R. Schulz, Stefan Scherbarth, and Uwe Fabry "Hellas: obstacle warning system for helicopters", Proc. SPIE 4723, Laser Radar Technology and Applications VII, (29 July 2002); <https://doi.org/10.1117/12.476398>

51. Saylam, Kutalmis & Averett, Aaron & Costard, Lucie & Wolaver, Brad & Robertson, Sarah. (2020). Multi-Sensor Approach to Improve Bathymetric Lidar Mapping of Semi-Arid Groundwater-Dependent Streams: Devils River, Texas. *Remote Sensing*. 12. 2491. 10.3390/rs12152491., pp 4-6.

52. H. Yamaguchi, A. Kajiwara and S. Hayashi, "Radar cross section measurements for collision avoidance with power transmission line at millimeter-wave frequencies," Proceedings of the 1999 IEEE Radar Conference. Radar into the Next Millennium (Cat. No.99CH36249), Waltham, MA, USA, 1999, pp. 148-153, doi: 10.1109/NRC.1999.767298.

53. Futatsumori, S., Morioka, K., Kohmura, A., Shioji, M., & Yonemoto, N. (2015). Evaluation of polarisation characteristics of power-line RCS at 76 GHz for helicopter obstacle detection. *Electronics Letters*, 51(14), 1110-1111.

54. Xiong, W., Luo, J., & Yu, C. (2021). Power line detection in millimetre-wave radar images applying convolutional neural networks. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 15(9), 1083-1095.
55. Yamaguchi Y. *Polarimetric SAR imaging: theory and applications* /Y. Yamaguchi. – CRC Press, 2020. – 334 p.
56. Lee J.-S. *Polarimetric radar imaging: from basics to applications: 2nd edition* / J.-S. Lee, E. Pottier. – CRC Press, 2020. – 475 p.
57. Hajnsek, Irena & Mittermayer, Josef & Papathanassiou, Kostas. (2009). *Polarization Capabilities and Status of TERRASAR-X*.
58. COSMO-SkyMed [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал The European Space Agency. Режим доступу: <https://www.safeflight.com/wp-content/uploads/2015/11/Business-Commercial-Aviation-Flying-With-Safe-Flights-PDS.pdf>
59. ALOS-2 Project / PALSAR-2 [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Advanced Land Observing Satellite (ALOS). Режим доступу: <https://www.eorc.jaxa.jp/ALOS-2/en/about/palsar2.htm>
60. Vasil'eva I. Unsupervised objects classification in ALOS-2 PALSAR-2 Images / I. Vasil'eva, A. Popov // *IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW'2020)*, Sept., 21–25, 2020, Kharkiv, Ukraine. – P. 384–387. – DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252711
61. A. Popov and M. Bortsova, "Polarization transfer functions of remote sensing objects," 2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), Kharkiv, Ukraine, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/MSMW.2016.7538155.
62. Yuzugullu O. Rice growth monitoring by means of X-band co-polar SAR: feature clustering and BBCH scale / O. Yuzugullu, E. Erten, I. Hajnsek // *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*. – 2015. – Vol. 12, №6. – P. 1218–1222. – DOI: 10.1109/LGRS.2015.2388953.
63. Zou H. Superpixel-based unsupervised classification of PolSAR images with adaptive number of terrain classes / H. Zou, N. Shao, M. Li, C. Chen, X. Qin // *2018 IEEE*

International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'2018), Valencia, Spain, 23–27 July, 2018. – P. 2390–2393. – DOI: 10.1109/IGARSS.2018.8519365.

64. Ratha D. A PolSAR scattering power factorization framework and novel roll-invariant parameter-based unsupervised classification scheme using a geodesic distance / D. Ratha, E. Pottier, A. Bhattacharya, A.C. Frery // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2020. – Vol. 58, №5. – P. 3509–3525. – DOI: 10.1109/TGRS.2019.2957514.

65. Tao M. Feature extraction for PolSAR image classification using multilinear subspace learning / M. Tao, F. Zhou, J. Su, J. Xie // 2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'2017), Fort Worth, TX, USA, 23–28 July, 2017. – P. 1796–1799.

66. Hou B. Classification of polarimetric SAR images using multilayer autoencoders and superpixels / B. Hou, H. Kou, L. Jiao // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. – 2016. – Vol. 9, №7. – P. 3072–3081. – DOI: 10.1109/JSTARS.2016.2553104.

67. Zhang L. Fully polarimetric SAR image classification via sparse representation and polarimetric features / L. Zhang, L. Sun, B. Zou, W.M. Moon // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. – 2015. – Vol. 8, №8. – P. 3923–3932. – DOI: 10.1109/JSTARS.2014.2359459.

68. Qin F. Superpixel segmentation for polarimetric SAR imagery using local iterative clustering / F. Qin, J. Guo, F. Lang // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2014. – Vol. 12, №1. – P. 13–17. – DOI: 10.1109/LGRS.2014.2322960.

69. Bi H. Unsupervised PolSAR image classification using discriminative clustering / H. Bi, J. Sun, Z. Xu // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2017. – Vol. 55, №6. – P. 3531–3544. – DOI:10.1109/TGRS.2017.2675906.

70. Chatterjee A. Unsupervised land cover classification of hybrid PolSAR images using deep network / A. Chatterjee, J. Saha, J. Mukhopadhyay, S. Aikat, A. Misra // 2020 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'2020), Waikoloa, HI, USA, 26 Sept.–2 Oct., 2020. – P. 1719–1722. – DOI: 10.1109/IGARSS39084.2020.9324308.

71. Ahishali M. Performance comparison of learned vs. engineered features for polarimetric SAR terrain classification /M. Ahishali, T. Ince, S. Kiranyaz, M. Gabbouj // 2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS-Spring'2019), Rome, Italy, 17–20 June, 2019. – P. 2317-2324. – DOI: 10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017716.

72. Liu F. POL-SAR image classification based on Wishart DBN and local spatial information / F. Liu, L. Jiao, B. Hou, S. Yang // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2016. – Vol. 54, №6. – P. 3292–3308. – DOI: 10.1109/TGRS.2016.2514504.

73. Jiao L. Wishart deep stacking network for fast POLSAR image classification / L. Jiao, F. Liu // IEEE Transactions on Image Processing. – 2016. – Vol. 25, №7. – P. 3273–3286. – DOI: 10.1109/TIP.2016.2567069.

74. Постанова Кабінету міністрів України № 83 від 4 березня 2015 р. «Про затвердження переліку підприємств, які мають стратегічне значення для економіки і безпеки держави» [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Верховної Ради України . – Київ, 2015. – Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/83-2015-п#Text>

75. Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Верховної Ради України .– Режим доступу: <http://www.ire.kharkov.ua>

76. Кулемин Г.П. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами / Г.П. Кулемин, В.Б. Рассказовский. – К.: Наукова думка, 1987. – 232 с.

77. Кулемин Г.П. Обратное рассеяние радиоволн морской поверхностью / Г.П. Кулемин, В.И. Луценко // Зарубежная радиоэлектроника. – 1996. – №7. –С. 16

78. Рассказовский В.Б. Поле миллиметровых радиоволн над сушей при малых углах скольжения / В.Б. Рассказовский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2000. – №3. – С. 3–54.

79. Зердев Н.Г. Определение влажности почв многоканальными радиолокационными методами / Н.Г. Зердев, Г.П. Кулемин // Исследование Земли из космоса. – 1993. – №1. – С. 90–95.

80. Кулемин Г.П. Дистанционное зондирование снега радиолокационными методами / Г.П. Кулемин, Т.Н. Харченко, С.Е. Яцевич – Харьков: Институт радиофизики и электроники, 1992. – 36 с.

81. Луценко В.И. Пространственно-временные и поляризационные характеристики обратного рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн поверхностью моря / В.И. Луценко // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – №5. – С. 41–59.

82. Кириченко В.А. Повышение эффективности обнаружения надводных объектов в некогерентных РЛС / В.А. Кириченко, В.И. Луценко // Радиофизика и электроника. – 2000. – Т. 5, №1. – С. 83–91.

83. Луценко В.И. Обнаружение сигналов на фоне негауссовых помех от подстилающей поверхности / В.И. Луценко // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т. 12, №12. – С. 41–57.

84. Кравченко В.Ф. Рассеяние радиоволн морем и обнаружение объектов на его фоне / В.Ф. Кравченко, В.И. Луценко, И.В. Луценко. – М.: Физматлит, 2015. – 448 с.

85. Кириченко В.А. Экспериментальное определение информативных признаков для радиолокационного распознавания наземных и надводных объектов / В.А. Кириченко, В.И. Луценко // Техника миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов радиоволн. – 1993. – С. 5–18.

86. Khomenko S.I. Experimental study of informative indication of echosignals from surface targets / S.I. Khomenko, V.I. Lutsenko // Telecommunication and Radio Engineering. – 2004. – Vol. 61, №6. – P. 517–528.

87. Центр радіофізичного зондування землі імені А. І. Калмикова національної академії наук України та національного космічного агентства України [Електронний ресурс] / Офіційний веб-портал Національної академії наук України .– Режим доступу:<https://www.nas.gov.ua/UA/Org/Pages/default.aspx?OrgID=0000651>

88. Калмыков А. И., Цымбал В. Н., Курекин А. С. и др. Многоцелевой радиолокационный самолетный комплекс исследования Земли МАРС // Радиофизика и Радиоастрономия. – 1998. – 3, № 2. – С. 119-129.

89. Радиолокационные методы и средства оперативного дистанционного зондирования Земли с аэрокосмических носителей / Под ред. С. Н. Конюхова, В. И. Драновского, В. Н. Цымбала. – К.: НАН Украины, 2007. – 439 с

90. Yanovsky F.J. Model of drop canting microwave remote sensing of rain / F.J. Yanovsky, Y.A. Averyanova, H.W.J. Russchenberg, L.P. Ligthart // Physics and Engineering of Millimeter Waves: Proceedings of 4th International Kharkov's symposium. – 2001. – Vol. 1. – P. 471–473.

91. Yanovsky F.J. Some relationships between observables of Dopplerpolarimetric radar and rain parameters / F.J. Yanovsky, Y.A. Averyanova, H.W.J. Russchenberg, L.P. Ligthart // International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO'2001), Bursa, Turkey, 7–11 Nov., 2001. – Vol. 1. – P. 105–107.

92. Ligthart L.P. Adaptive algorithms for radar detection of turbulent zones in clouds and precipitation / L.P. Ligthart, F.J. Yanovsky, I.G. Prokopenko // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2003. – Vol. 39, №1. – P. 357– 367

93. Авер'янова Ю.А. Оцінка інтенсивності атмосферної турбулентності за допомогою поляриметричного радіолокатора / Ю.А. Авер'янова, А.О. Аверьянов, Ф.Й. Яновський // Вісник Національного авіаційного університету – 2006. – Т. 2. – С. 38–40.

94. Аверьянова Ю.А. Модель связи горизонтальной составляющей ветра с характеристиками сигнала поляриметрического радиолокатора при зондировании дождя / Ю.А. Аверьянова, А.О. Аверьянов, Ф.Й. Яновский // Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна, № 622, «Радіофізика та електроніка». – 2004. – Вип. 1. – С. 69–72.

95. Авер'янова Ю.А. Можливості використання поляриметричних радіолокаційних параметрів для визначення характеристик вітру / Ю.А. Авер'янова, А.О. Авер'янов, Ф.Й. Яновський // Вісник Національного авіаційного університету – 2005. – Т. 4 – С. 34–39.

96. Браун И.М. Поляризационные методы обнаружения градовых зон бортовыми метеонавигационными радиолокаторами на фоне дождя / И.М. Браун // Актуальні проблеми автоматизації та інформаційних технологій. – 2004. – Т. 8. – С. 3–13.

97. Yanovsky F.J. Classification algorithms for weather radar / F.J. Yanovsky, Y.A. Averyanova, Y. Ostrovsky, V. Marchuk // 12th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET'2008), Odessa, Ukraine, 29 June–02 July, 2008. – P. 366–368.

98. Омельченко А.И. Анализ дальности обнаружения маловысотных малоскоростных целей на фоне подстилающей поверхности при использовании метода полного поляризационного зондирования пространства / А.И. Омельченко, А.В. Довбня, Д.Ю.Свистунов // Обробка інформації в складних технічних системах. Системи обробки інформації. – 2008. – Вип. 6(73). – С. 89–92.

99. Бильчук В.М. Селекция объектов дистанционного зондирования земли при нечетком описании их характеристик рассеяния / В.М. Бильчук, Р.Э. Пащенко, А.И. Вовк // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба. – 2008. – Вип. 1(16). – С. 26–31.

100. Олейник И.И. Исследование практической реализуемости поляризационного распознавания космических объектов / И.И. Олейник, И.И. Сватовский, Б.В. Храбростин // Сборник научных трудов ХВУ. – 1995. – Вып. 10. – С. 37–41.

101. Олейник И.И. Решающее правило и оценка показателей качества распознавания одного радиолокационного объекта на фоне другого при полном поляризационном зондировании / И.И. Олейник, А.И. Омельченко // Збірник наукових праць. – 2002. – №1(39). – С. 79–81.

102. Храбростин Б.В. Статистические характеристики поляризационных векторов рассеяния помеховых сигналов различных типов / Б.В. Храбростин, А.И. Омельченко, А.Ф. Катасонов // Системи обробки інформації. – 2002. – № 2(21). – С. 115–121.

103. Мартычук А.А. Применение метода полного поляризационного зондирования в РЛС / А.А. Мартычук, Г.Н. Зубрицкий, Б.В. Храбростин // Сборник научных трудов 6 международной научной конференции. – Х.: ХГПУ. – 1998. – Вып. 6, Ч. 1. – С. 351–35.

104. Иванов В.К. Многомасштабная (фрактальная) модель радиолокационных сигналов, отраженных от различных подстилающих поверхностей / В.К. Иванов, Р.Э. Пащенко, А.С. Фатеев, А.И. Вовк // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2007. – Вип. 4. – С. 22–27.

105. Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами / под ред. О.И. Сухаревского. – Х.: ХУВС им. И.Кожедуба, 2009. – 466 с.

106. Казаков Є.Л. Метод отримання ознаки розпізнавання радіолокаційної цілі при обробці основної і кросової поляризації відбитого багаточастотного сигналу з урахуванням різниці фаз між ними / Є.Л. Казаков, О.Є. Казаков, О.В. Коломійцев, С.І. Клівець / Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. — 2016. — № 2(23). – С. 127–130.

107. Фалькович С.Е. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / С.Е. Фалькович, В.И. Пономарев, Ю.В. Шкварко; под ред. С.Е. Фальковича. – М.: Радио и связь, 1989. – 296 с.

108. Волосюк В.К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко; под ред. В.Ф. Кравченко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 704 с.

109. Волосюк В.К. Оценка электродинамических параметров поверхностей на основе их электродинамических моделей / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1991. – Т. 34, №9. – С. 84–88.

110. Волосюк В.К. Оптимизация радиотехнических измерений электрофизических параметров и статистических характеристик природных сред при активном аэрокосмическом дистанционном зондировании / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко, О.А. Горбуненко // Успехи современной радиоэлектроники. – 2001. – №10. – С. 5–52.

111. Волосюк В.К. Восстановление электрофизических параметров почв при подповерхностном картографировании / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко, С.Е. Фалькович // ДАН РАН. – 1994. – Т. 338, № 1. – С. 29–32.

112. Адаменко А.А. Синтез оптимальных алгоритмов селекции полезных сигналов на фоне пассивных помех с использованием поляризационных отличительных признаков / А.А. Адаменко, В.К. Волосюк, А.А. Гаркуша, И.М. Николаев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2002. – Т. 7, №9. – С. 72–77.

113. Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем активного дистанционного зондирования природных сред / В.Ф. Кравченко, С.Е. Фалькович, В.К. Волосюк // Измерительная техника. – 1995. – №1. – С. 57– 60.

114. Гусев К.Г. Поляризационная модуляция / К.Г. Гусев – ХВАКИУ, 1968. – 322 с.

115. Бабаков М.Ф. Статистические характеристики отраженного поляризационно-модулированного сигнала / М.Ф. Бабаков, Г.А. Иванов // Теория и практика поляриметрии: межвузовский научно-технический сборник. – Таганрог, 1976. – Вып. 1. – С. 4–7.

116. Бабаков М.Ф. Преобразование параметров тонкой структуры непрерывных поляризационно-модулированных колебаний при рассеянии / М.Ф. Бабаков, К.Г. Гусев // Рассеяние электромагнитных волн: межвузовский научно-технический сборник. – Таганрог, 1978. – Вып. 2. – С. 103–108.

117. Бабаков М.Ф. О спектральном составе отраженных и рассеянных непрерывных поляризационно-модулированных колебаний// М.Ф. Бабаков // Пространственно-временная обработка сигналов: тематический научно-технический сборник. – Х.: 1979. – Вып. 1. – С. 138–143.

118. Бабаков М.Ф. Об информационной оценке характеристик отраженных и рассеянных радиолокационных сигналов / М.Ф. Бабаков // Рассеяние электромагнитных волн: межвузовский научно-технический сборник. – Таганрог, 1978. – Вып. 2. – С. 108–112.

119. Бабаков М.Ф. О спектре сигнала, отраженного от вращающегося стержня / М.Ф. Бабаков, Р.П. Шолкин, А.С. Фатеев // Радиоэлектроника летательных аппаратов: тематический научно-технический сборник. – Х., 1981. – Вып. 11. – С. 44–46.

120. Бабаков М.Ф. Универсальный классификатор многомерных поляриметрических сигналов / М.Ф. Бабаков // Радиотехнические системы и устройства: тематический научно-технический сборник. – Х., 1988. – Вып. 3. – С. 67–70.

121. Бабаков М.Ф. Применение поляризационно-модулированных сигналов для селекции и распознавания радиолокационных объектов / М.Ф. Бабаков, А.В. Попов // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 1999. – №11. – С. 42–45.

122. Попов А.В. Распознавание объектов дистанционного зондирования при неполных априорных данных / А.В. Попов, П.Е. Ельцов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2002. – Т. 2, № 7. – С. 41–48.

123. A. Popov and M. Bortsova, "The effects of polarization modulation of radar signals backscattered by the sea surface: Modeling and experimental validation," 2012 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, Kharkiv, Ukraine, 2012, pp. 513-516, doi: 10.1109/MMET.2012.6331258.

124. A. Popov and M. Bortsova, "Experimental Research of Polarization Transfer Functions of Mobile Ground Objects," 2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv, Ukraine, 2019, pp. 119-122, doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879940.

125. Попов, А. В. Розпізнавання малорозмірних радіолокаційних об'єктів за умов априорної невизначеності з використанням інваріантних поляризаційних ознак [Текст] : автореф. дис. / А. В. Попов ; Нац. аерокосм. ун-т ім. М.С.Жуковського "Харк. авіац. ін-т". - Харків : [Б. в.], 2021. - 40 с. -УДК 621.396.96

126. Campos, L.M.V.C. Evaluation of Integrals of Gaussian Functions // Generalized Calculus with Applications to Matter and Forces . – Boca Raton: CRC Press, 2014. – 823 с.

127. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала / С.Е. Фалькович – М.: Сов.радио. 1970. – 336 с.
128. Ширмана Я.Д. Теоретические основы радиолокации / Я.Д. Ширмана – М.: Сов. радио. 1970. – 560 с.
129. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах / Л.С.Гуткин – М.: Сов. Радио. 1972. – 448 с.
130. M. Born and E. Wolf, Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light, 7th ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1999, pp. 30-45.
131. Silveirinha MG. Artificial plasma formed by connected metallic wires at infrared frequencies. Physical Review B. 2009 Jan 22;79(3):035118.
132. Shin, J., Shen, J. T., & Fan, S. (2007). Three-dimensional electromagnetic metamaterials that homogenize to uniform non-Maxwellian media. Physical Review B, 76(11), 113101.
133. X.-P. Mao, A.-J. Liu, and H.-J. Hou, "Oblique projection polarisation filtering for interference suppression in high-frequency surface wave radar," IET Radar, Sonar & Navigation, vol. 6, no. 2, pp. 71-80, Feb. 2012. DOI: 10.1049/iet-rsn.2011.0175.
134. M.-H. Chen and Z.-Y. Wang, "Subspace tracking in colored noise based on oblique projection," Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, June 2006, pp. 556-559.
135. Y.-T. Liu, R.-Q. Xu, and N. Zhang, "Progress in HFSWR research at Harbin Institute of Technology," Proceedings of the International Radar Conference, Sep. 2003, pp. 522-528.
136. A.-J. Poelman and J.-R. F. Guy, "Multinotch logic-product polarization suppression filters – A typical design example and its performance in a rain clutter environment," Proceedings of the IEE, vol. 4, pp. 383-396.
137. L. L. Scharf and B. Friedlander, "Matched subspace detectors," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 8, pp. 2146-2157, 1994. DOI: 10.1109/78.317836.

138. R. Boyer and G. Bouleux, "Oblique projections for direction of arrival estimation with prior knowledge," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 4, pp. 1374-1387. DOI: 10.1109/78.317837.

139. B. Friedlander and B. Porat, "The effect of signal polarization on the performance of array processors," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 2, pp. 415-425, Feb. 1997. DOI: 10.1109/78.554298.

140. R. G. Vaughan, J. B. Andersen, "Antenna Diversity in Mobile Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 36, no. 4, pp. 149-172, Nov. 1987. DOI: 10.1109/T-VT.1987.24115.

141. P. S. Kildal, "Foundations of Antenna Engineering: A Unified Approach for Line-Of-Sight and Multipath," Artech House, 2015. ISBN: 978-1-63081-026-2.

142. A. J. Poelman and J. R. F. Guy, "Virtual polarization adaptation - A method of increasing the detection capability of a radar system through polarization-vector processing," *IEE Proceedings*, vol. 128, no. 5, pp. 261-270, Oct. 1981. DOI: 10.1049/ip-f-1.1981.0039.

143. M. Gherardelli, D. Giuli, and M. Fossi, "Suboptimum adaptive polarization cancellers for dual-polarization radars," *IEE Proceedings*, vol. 135, no. 1, pp. 60-72, Feb. 1988. DOI: 10.1049/ip-f-1.1988.0008.

144. J. R. Guerci, "Cognitive Radar: The Knowledge-Aided Fully Adaptive Approach," Artech House, 2010. ISBN: 978-1-60807-089-3.

145. Васюта К. С. Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки повітряного простору : конспект лекцій / К. С. Васюта, О. В. Тесленко, В. М. Купрій, О. А. Малишев. – Х. : ХУПС, 2013. – 212 с.:

146. G. R. Voelz, "Polarimetric coherent analysis: Principles and applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 5, pp. 2773-2785, May 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2309184.

147. J. S. Tyo, D. L. Goldstein, D. B. Chenault, and J. A. Shaw, "Review of passive imaging polarimetry for remote sensing applications," *Applied Optics*, vol. 45, no. 22, pp. 5453-5469, Aug. 2006.

148. Сидоренко А. Теорія та практика когерентного аналізу / А. Сидоренко. – Одеса, 2016.

149. Стеценко В. Поляризаційний когерентний аналіз у радіолокаційних системах / В. Стеценко. – Київ, 2019

150. D. G. Manolakis, V. K. Ingle, and S. M. Kogon, "Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering, and Array Processing," Artech House, 2005. ISBN: 978-1580536106.

151. C. R. K. Marathe and A. M. Deshmukh, "Polarimetric SAR Interferometry: Techniques and Applications," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 55, no. 9, pp. 5077-5096, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TGRS.2017.2704039.

152. S. R. Cloude, "Polarisation: Applications in Remote Sensing," Oxford University Press, 2010. ISBN: 978-0199569731.

153. S. R. Cloude and E. Pottier, "A Review of Target Decomposition Theorems in Radar Polarimetry," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 34, no. 2, pp. 498-518, Mar. 1996. DOI: 10.1109/36.485127.

154. Chandrasekaran, R. Helicopter wire strike protection and prevention devices: Review, challenges, and recommendations / R. Chandrasekaran, A.P. Payan, K.B. Collins, D.N. Mavris // Aerospace Science and Technology. – 2020. – Art. 105665. – DOI: 10.1016/j.ast.2019.105665.

155. Popov, A. Detection of metal objects against mountain ranges using polarization transfer functions / A. Popov, M. Bortsova // 17th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET'2018), July, 2–5, 2018, Kiev, Ukraine. – P. 290–293. – DOI: 10.1109/MMET.2018.8460432.

156. . Unal, I. Investigations on millimeter wave detection of power lines from a safe distance / I. Unal, S. Eker // Proceedings of the 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO). – 2017. – P. 964–967

157. . Futatsumori, S. Ground reflection power measurements of thin high-voltage power lines using 76 GHz helicopter forward-looking low-transmitting power millimeter-wave radar / S. Futatsumori, N. Miyazaki // Proceedings of the 2020 International

Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). – 2021. – P. 219–220. – DOI: 10.23919/ISAP47053.2021.9391462.

158. Nagl, A. Radar cross section of thin wires / A. Nagl, D. Ashrafi, H. Uberall // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1991. – Vol. 39, no. 1. – P. 105–108. – DOI: 10.1109/8.64443.

159. Huang, W. The detection model analysis for power lines at millimeter-waves / W. Huang, X. Yang, Q. Wei // Proceedings of the 5th Global Symposium on Millimeter-Waves. – 2012. – P. 541–544. – DOI: 10.1109/GSMM.2012.6314396.

160. Yetgin, O.E. PLD: Power line detection system for aircrafts / O.E. Yetgin, O.N. Gerek // Proceedings of the 2017 International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium (IDAP). – 2017. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/IDAP.2017.8090290.

161. Popov, A. Automatization of antenna measurements in the anechoic chamber / A. Popov, D. Kalimullin // 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW'2020), Kharkiv, Ukraine, 21–25 Sept, 2020. – P. 183–186. – DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252594.

162. Stratton, J.A. Electromagnetic Theory. International Series in Physics. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, London, 1941.

163. Chew, W. C. Waves and Fields in Inhomogeneous Media. IEEE Press, 1995.

164. Jackson, J. D. Classical Electrodynamics. John Wiley & Sons, 2021.

165. Канарейкин Д.Б. Морская поляриметрия / Д.Б. Канарейкин, В.А. Потехин, И.Ф. Шишкин – Л.: Судостроение, 1968. – 328 с.

166. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. Случайные поля / С.М. Рытов, Ю.А. Кравцов, В.И. Татарский – М.: Наука. 1978. – 464 с.

167. Popov A.V. Informativity of polarimetric radar invariants / A.V. Popov, O. Pogrebnyak // SPIE's 48th Annual Meeting on Optical Science and Technology, San Diego, California, United States, Nov. 10, 2003, printed in Earth Observing Systems VIII. – Vol. 5151. – P. 74–84. – DOI: 10.1117/12.504093.

168. M. C. Dobson, F. T. Ulaby, M. T. Hallikainen, and M. A. El-Rayes, "Microwave Dielectric Behavior of Wet Soil-Part II: Dielectric Mixing Models," IEEE

Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 23, no. 1, pp. 35-46, Jan. 1985, doi: 10.1109/TGRS.1985.289498.

169. Z. Li and C. Gold, "Digital Terrain Modeling: Principles and Methodology," CRC Press, 2004.

170. Beckmann, P., and Spizzichino, A., "The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces," Pergamon Press, 1963.

171. A. Popov and D. Kalimullin, "Automatization of Antenna Measurements in the Anechoic Chamber," 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 183-186, doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252594.

172. Ulaby, F. T., Moore, R. K., and Fung, A. K., "Microwave Remote Sensing: Active and Passive," vol. 2, Artech House, 1986.

173. Fung, A. K., "Microwave Scattering and Emission Models and Their Applications," Artech House, 1994.

174. A. Popov, S. Zhyla, O. Inkarbaieva and M. Bortsova, "Simulation of Onboard Helicopter Radar Signals for Surface Elevation Measurements", 2023 Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering (ICTM), Kharkiv, Ukraine, 2023, pp. 1-15. Doi: 10.1007/978-3-031-61415-6_45.

175. Y. -R. Zhang, S. -Y. He, G. -Q. Zhu, X. Li and Y. Li, "Electromagnetic Scattering Study of Complex Targets on Rough Surfaces," 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES), Nanjing, China, 2019, pp. 1-2, doi: 10.23919/ACES48530.2019.9060720.

176. F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," in Proceedings of the IEEE, vol. 66, no. 1, pp. 51-83, Jan. 1978, doi: 10.1109/PROC.1978.10837.

177. Discrete-time Signal Processing. Front Cover. Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schafer, John R. Buck. Prentice Hall, 1999 - Discrete-time systems - 870 pages

178. Синтез оптимальної структури радару попередження зіткнення з перешкодами для безпеки польотів на малих висотах : звіт про НТР (проміж.) : Д501-5/2021-П / М-во освіти і науки України, Нац. аерокосм. ун-т

ім. М. Є. Жуковського "Харків. авіац. ін-т" ; керівник Одокієнко О. ; викон.: Попов А. [та інш.]. - Харків, 2021. - 162 с. - № ДР 0121U109598 - Інв. № 0222U000051

ДОДАТОК А

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з НІР
Національного аерокосмічного
університету ім. М.С. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»
Андрій ГУМЕННИЙ



про впровадження результатів наукового дослідження аспіранта
кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем
КОШАРСЬКОГО Володимира Віталійовича
на здобуття наукового ступеня доктора філософії
за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

Комісія у складі:

голови – завідувача кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, д.т.н.,
доцента Семена ЖИЛИ

членів комісії – г.н.с., д.т.н., професора Миколи РУЖЕНЦЕВА
д.т.н., доцента Анатолія ПОПОВА
д.т.н., професора Валерія ВОЛОСЮКА

склала цей акт про те, що наукові положення і результати, зокрема:





- радіолокаційні вимірювання ЕПР та поляризаційних характеристик радіолокаційних об'єктів у широкому діапазоні довжин радіохвиль у безлунній камері;
- оптимальний метод поляризаційної селекції сигналів у вертолітному радарі;
- розроблена структурна схема радару поляризаційної селекції цілей;
- імітаційне моделювання алгоритму поляризаційної селекції сигналів з потрібною компенсацією завад;

були впроваджені у навчальному процесі кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем у вигляді практичного та теоретичного матеріалу у навчальних дисциплінах: «Статистична теорія радіотехнічних систем», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Статистична динаміка систем радіоавтоматики», «Математичні методи моделювання і оптимальних рішень».

Це дозволило впровадити у навчальний процес нові науково-технічні досягнення, покращити наочність, фундаментальну та практичну спрямованість навчального процесу і підвищити якість його виконання.

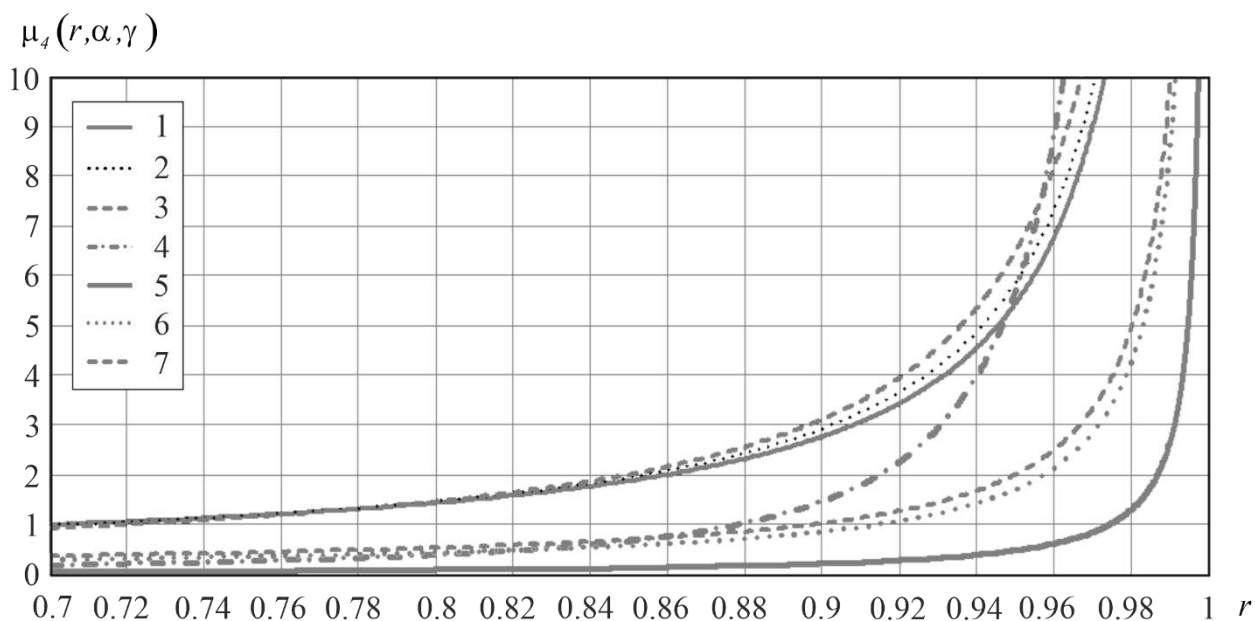
Голова комісії:

Члени комісії:

 Семен ЖИЛА
 Микола РУЖЕНЦЕВ
 Анатолій ПОПОВ
 Валерій ВОЛОСЮК

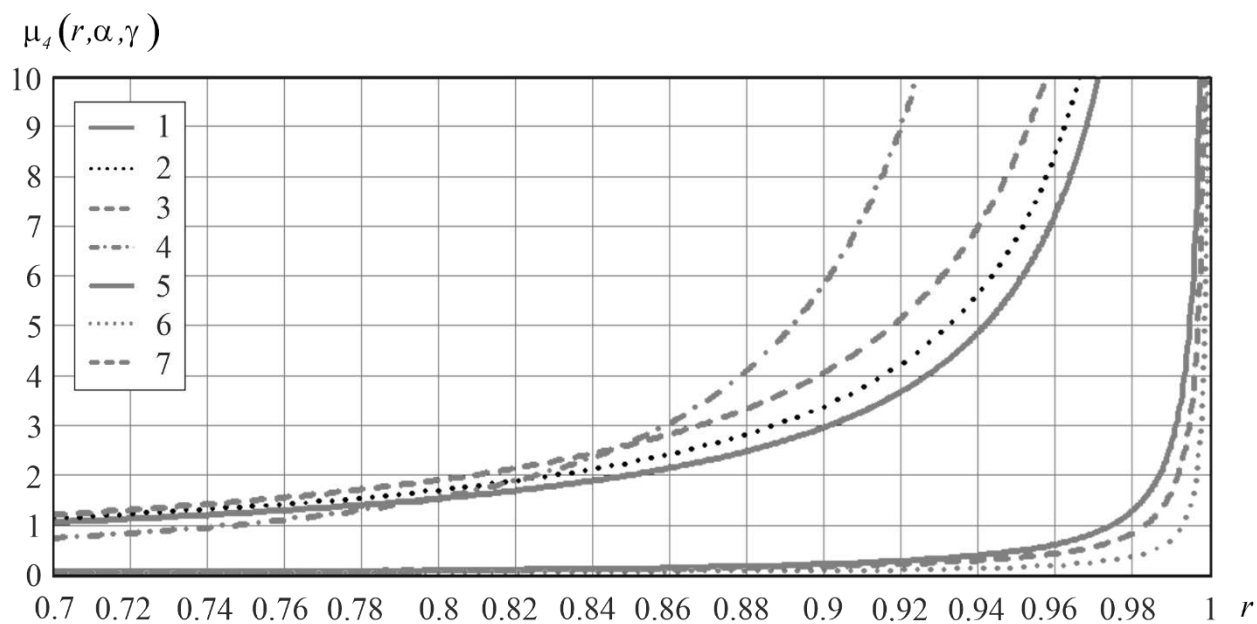
ДОДАТОК Б

Залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції
сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнтів



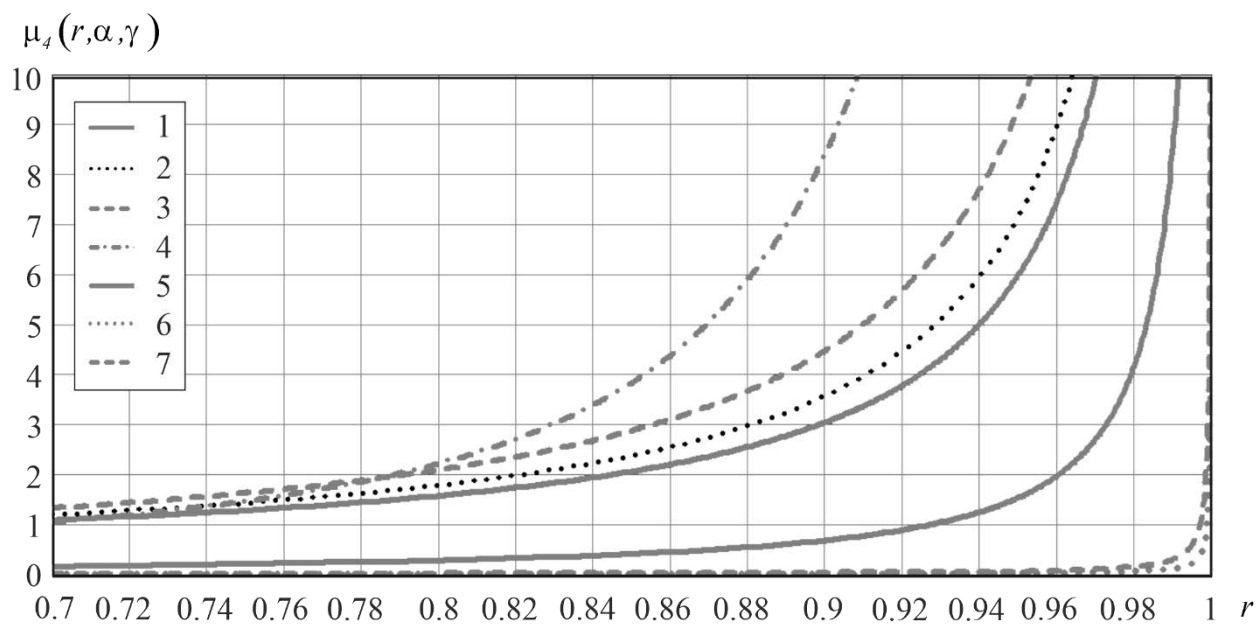
1-7 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 2, 5, 10$ відповідно та
при $\gamma = 1.5$.

Рисунок А.1 – Безперервна залежність повного показника ефективності
поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта кореляції пасивних
завад та дискретна від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$.



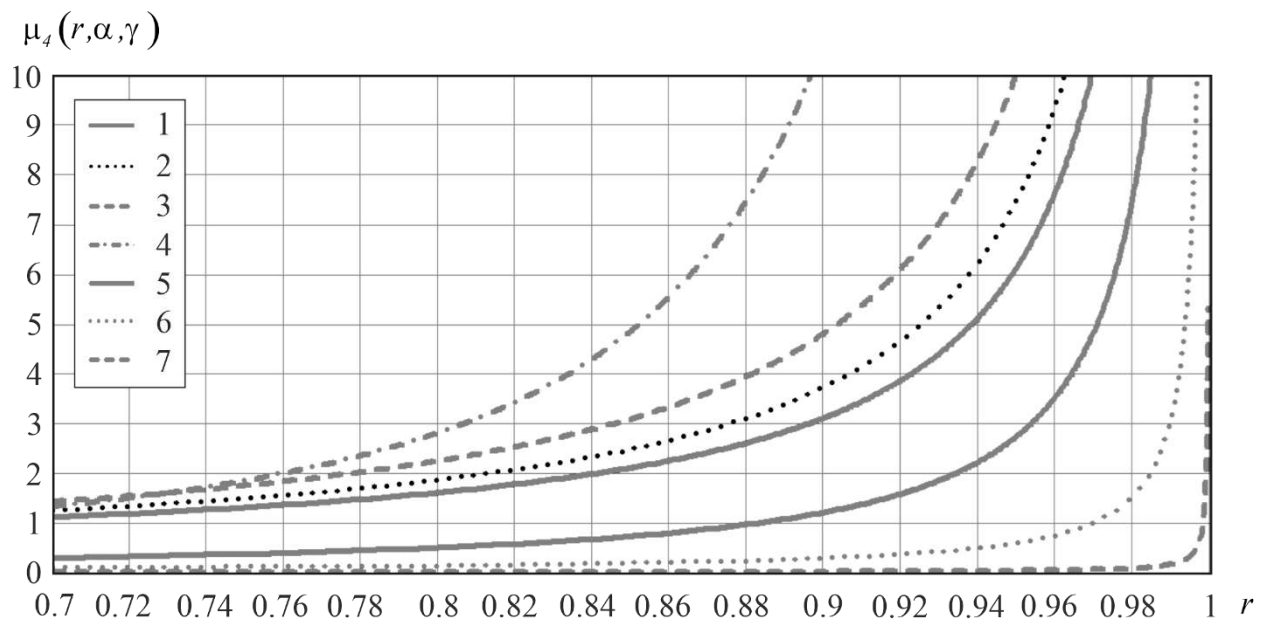
1-7 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 2, 5, 10$ відповідно та при $\gamma = 3$.

Рисунок А.2 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта кореляції пасивних завод та дискретна від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$.



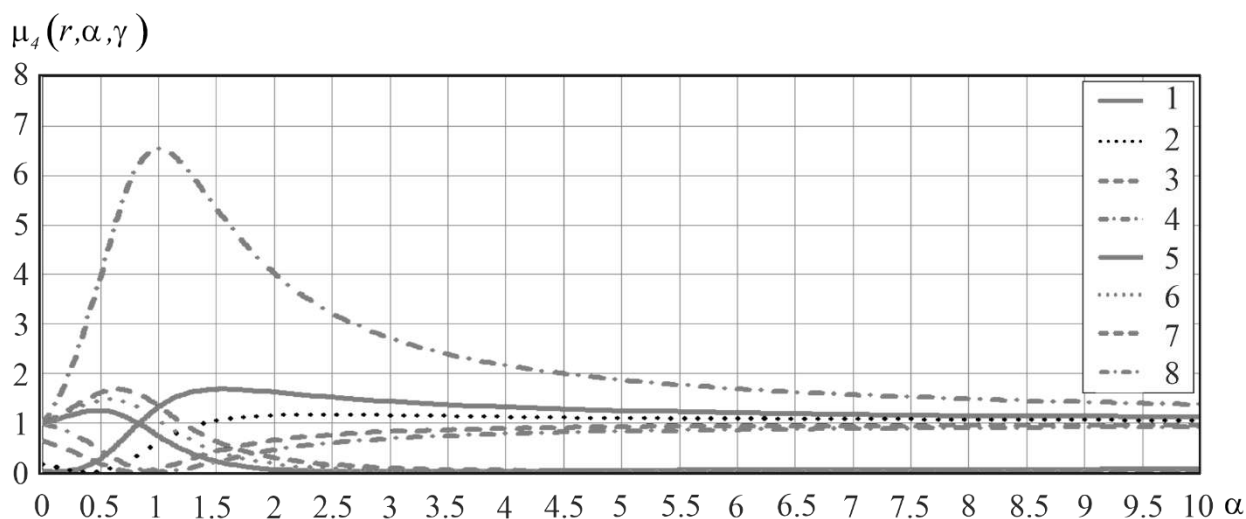
1-7 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 2, 5, 10$ відповідно та при $\gamma = 5$.

Рисунок А.3 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта кореляції пасивних завад та дискретна від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$.



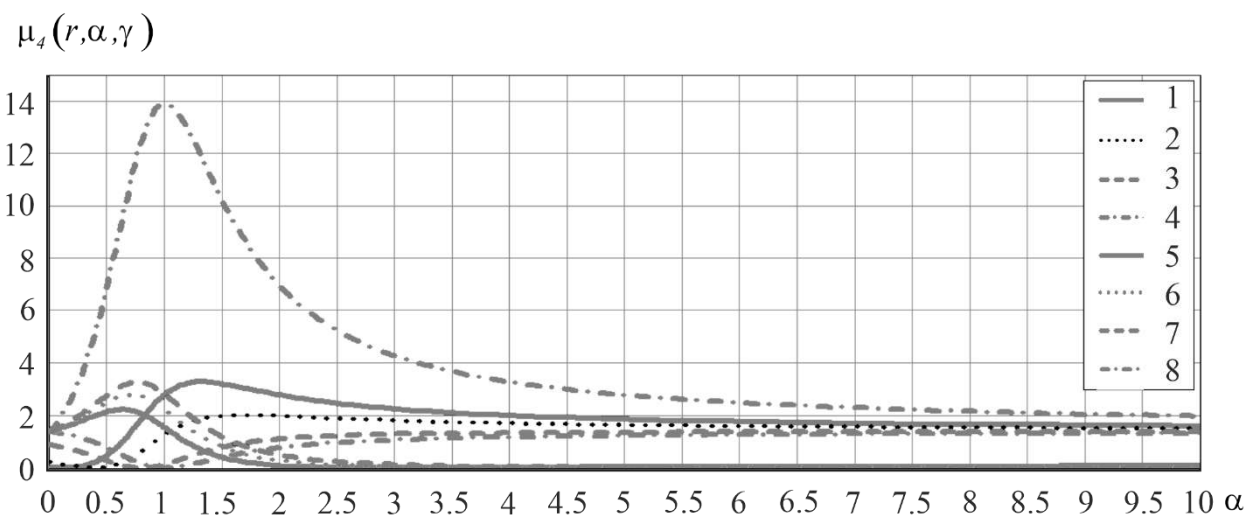
1-7 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 2, 5, 10$ відповідно та при $\gamma = 5$.

Рисунок А.4 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта кореляції пасивних завад та дискретна від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$.



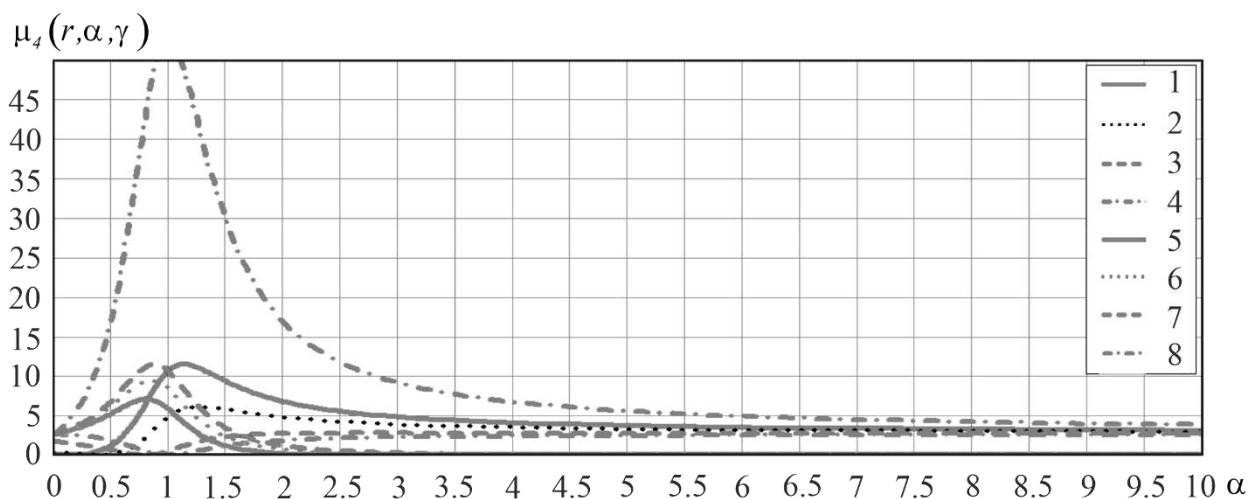
1-8 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\gamma = 0.1, 0.4, 0.8, 1, 3, 5, 10, -1$ відповідно та при $r = 0.7$.

Рисунок А.5 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$ та дискретна від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та коефіцієнта кореляції пасивних завад.



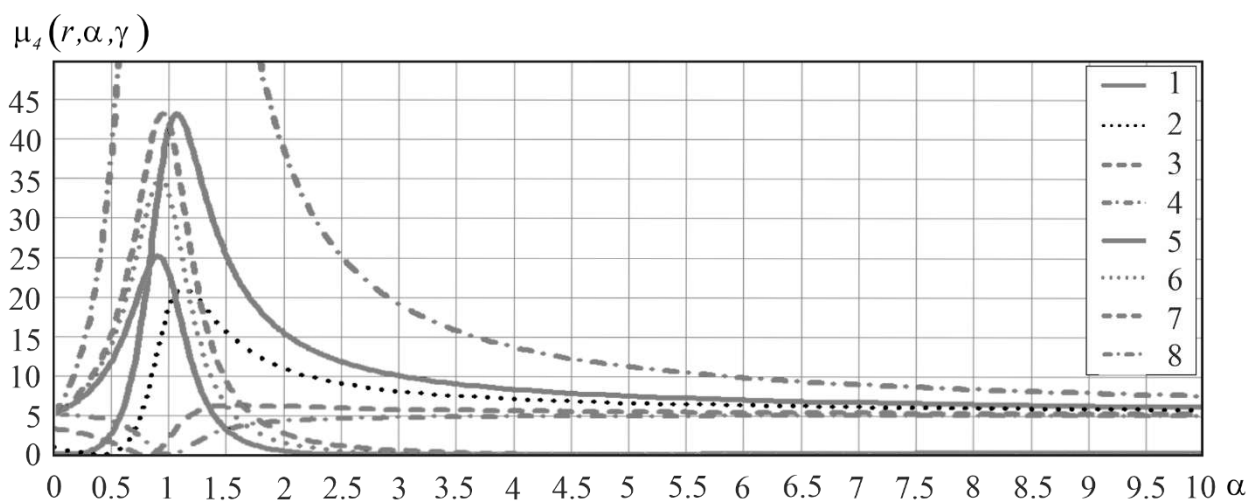
1-8 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\gamma = 0.1, 0.4, 0.8, 1, 3, 5, 10, -1$ відповідно та при $r = 0.8$.

Рисунок А.6 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$ та дискретна від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та коефіцієнта кореляції пасивних завад.



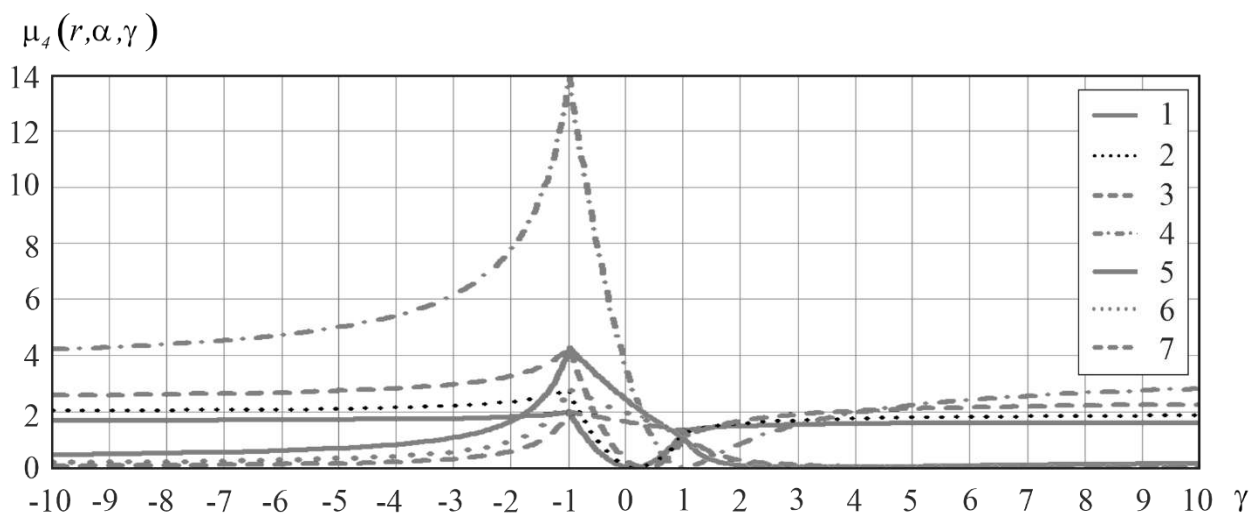
1-8 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\gamma = 0.1, 0.4, 0.8, 1, 3, 5, 10, -1$ відповідно та при $r = 0.9$.

Рисунок А.7 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$ та дискретна від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та коефіцієнта кореляції пасивних завад.



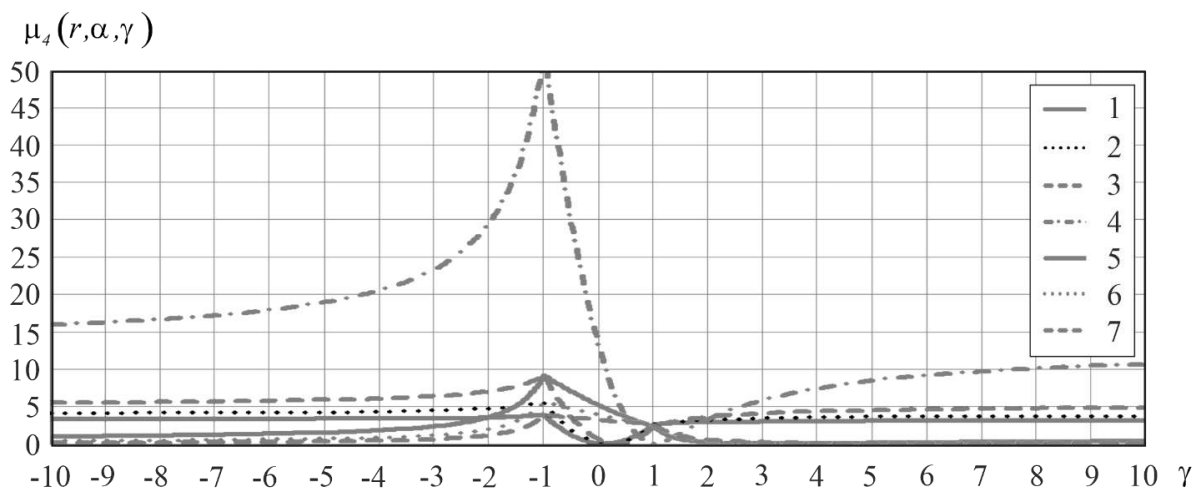
1-8 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\gamma = 0.1, 0.4, 0.8, 1, 3, 5, 10, -1$ відповідно та при $r = 0.95$.

Рисунок А.8 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$ та дискретна від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та коефіцієнта кореляції пасивних завад.



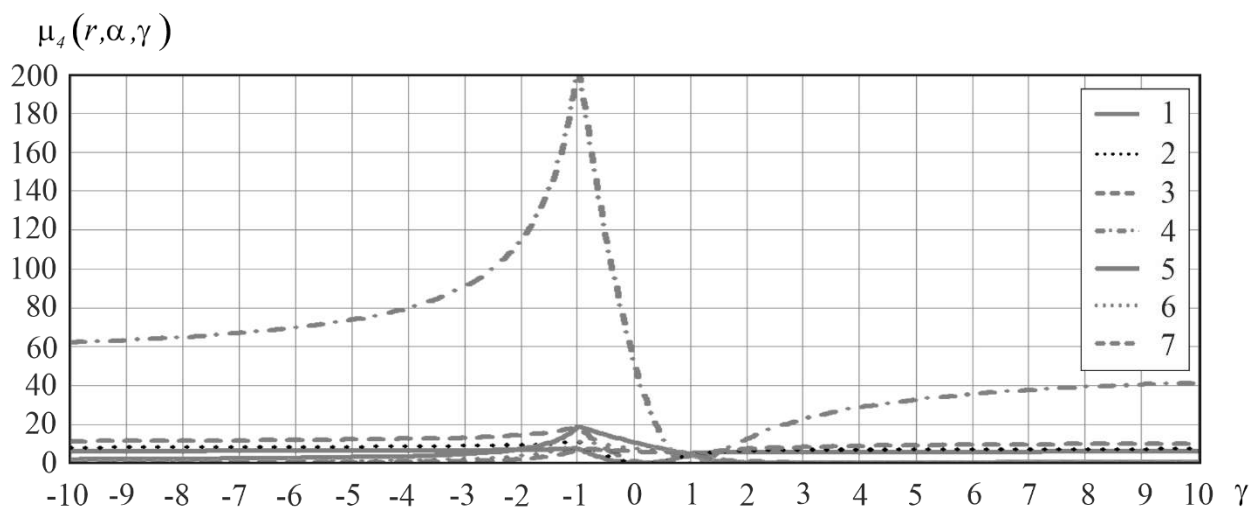
1-7 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 2, 5, 10$ відповідно та при $r = 0.8$.

Рисунок А.9 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та дискретна від коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$ та коефіцієнта кореляції пасивних завад.



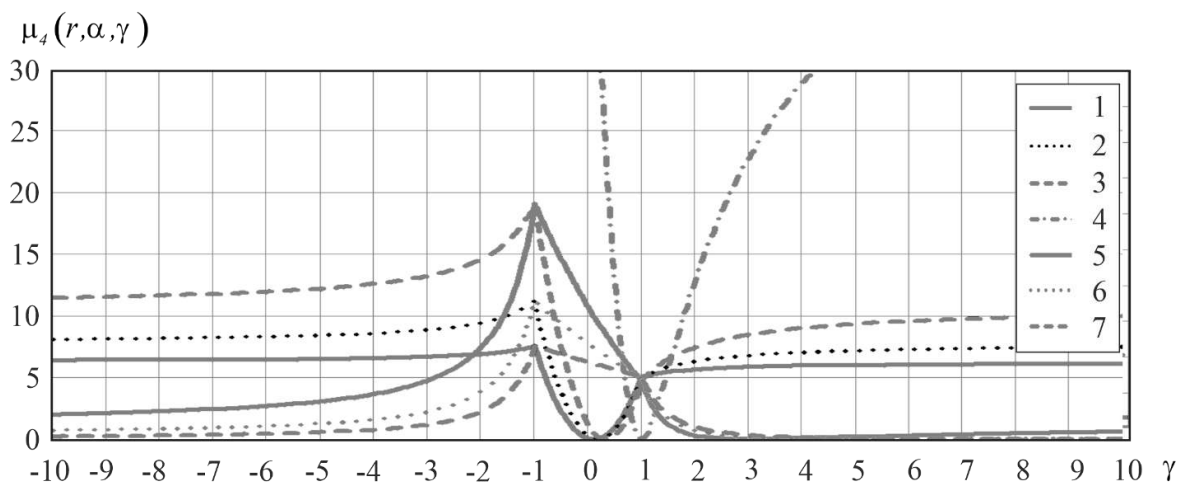
1-7 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 2, 5, 10$ відповідно та при $r = 0.9$.

Рисунок А.10 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та дискретна від коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$ та коефіцієнта кореляції пасивних завад.



1-7 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 2, 5, 10$ відповідно та при $r = 0.95$.

Рисунок А.11 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та дискретна від коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$ та коефіцієнта кореляції пасивних завад.



1-7 – значення коефіцієнта $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ при $\alpha = \frac{1}{10}, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}, 1, 2, 5, 10$ відповідно та при $r = 0.95$.

Рисунок А.12 – Безперервна залежність повного показника ефективності поляризаційної селекції сигналів $\mu_4(r, \alpha, \gamma)$ від коефіцієнта $\gamma = s_1(t)/s_2(t)$ та дискретна від коефіцієнта $\alpha = \sigma_1/\sigma_2$ та коефіцієнта кореляції пасивних завад.