

Національний авіаційний університет
Міністерство освіти і науки України

Національний авіаційний університет
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Івашко Інна Миколаївна

УДК 621.396.967.2:048.3(043.5)

ДИСЕРТАЦІЯ

**Структурно-параметрична оптимізація
багатопозиційних радіолокаційних систем**

05.22.13 – навігація та управління рухом

27 – Транспорт

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, ре-
зультатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

Івашко І.М.

Науковий керівник: Яновський Фелікс Йосипович, доктор технічних наук,
професор

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Івашко І.М. Структурно-параметрична оптимізація багатопозиційних радіолокаційних систем. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.22.13 "Навігація та управління рухом". – Національний авіаційний університет, Київ, 2019.

Дисертація спрямована на вирішення актуальної науково-прикладної задачі, що полягає в покращенні ефективності функціонування БПРЛС шляхом підвищення точності вимірювання кінематичних параметрів цілі з використанням вдосконаленого методу оцінки потенційної точності вимірювання параметрів цілі в БПРЛС, а також проектування систем БПРЛС шляхом використання вдосконаленого методу структурно-параметричної оптимізації БПРЛС з метою забезпечення вимог до точності оцінки кінематичних параметрів цілі. Задача вирішена за рахунок подальшого розвитку методу оцінки потенційної точності вимірювання кінематичних параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах та методів оптимізації структури (кількості та топології) багатопозиційних радіолокаційних систем з метою забезпечення вимог до точності оцінки кінематичних параметрів цілі.

Вперше шляхом аналізу та статистичного моделювання було показано яким чином параметри оцінки сигналу в одній РЛС впливають на точність локалізації цілі в мережі БПРЛС, залежно від кількості РЛС, параметрів зондувального сигналу та швидкості цілі. Це дозволяє ефективно використовувати ресурси системи БПРЛС в режимі онлайн, запобігаючи використанню надлишкових вимірювань, при змінних параметрах цілі та системи.

Отримав подальший розвиток статистичний метод оцінки потенційної точності вимірювання параметрів цілі в системах БПРЛС шляхом:

– Розробки моделі оцінки потенційної точності вимірювання часу затрим-

ки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією сигналу. На відміну від існуючих моделей, розроблена модель дозволяє врахувати форму діаграми направленості антени кожної з діючих РЛС системи. Модель враховує параметри зондувального сигналу, енергетичні характеристики РЛС та параметри цілі; та використовується для подальшого розвитку методу оцінки потенційної точності вимірювання кінематичних параметрів цілі в системі БПРЛС. Це дозволяє зробити оцінку точності параметрів цілі не тільки залежно від відстані РЛС-ціль, а й залежно від положення цілі відносно зони дій антен усіх РЛС системи.

- Отримання математичних залежностей для розрахунку потенційної точності вимірювання кінематичних параметрів цілі в мережі БПРЛС, що складається з РЛС неперервної дії з частотною модуляцією сигналу. Дані вирази враховують параметри зондувального сигналу, енергетичні характеристики РЛС, параметри цілі та параметри БПРЛС. Таким чином, виведені аналітичні вирази можуть використовуватись для аналізу потенційної точності вимірювання кінематичних параметрів цілі в існуючих системах БПРЛС, а також з метою покращення характеристик точності існуючих систем, шляхом зміни їх параметрів функціонування.

Подальшого розвитку набув метод оптимізації кількості і топології РЛС в системах БПРЛС шляхом:

- Виведення математичних залежностей для розрахунку цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту для нелінійної моделі вимірювань, якою описуються вимірювання кінематичних параметрів цілі в системі БПРЛС неперервної дії з частотною модуляцією. Математичні залежності для розрахунку цільових функцій виведено шляхом лінеаризації нелінійної функції, що описує сигнал лінійно-частотної мо-

дуляції, навколо значень часу затримки та доплерівської частоти сигналу; лінеаризації нелінійної функції, що описує залежність координат цілі від часу затримки та доплерівської частоти сигналу. Це дозволило отримати вирази для розрахунку точності оцінки часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС, які використовувалися для виведення математичних залежностей потенціал фрейму та логарифм детермінанту для характеристики точності оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС. Врахування нелінійності моделі вимірювань дозволяє застосовувати вдосконалений метод оптимізації топології БПРЛС з різними наборами параметрів, що характеризують: розмір зони спостереження, тип вимірювань, тип зондувального сигналу та енергетичні характеристики окремих РЛС.

- Вдосконалення моделі, якою описується матриця вимірювань кінематичних параметрів цілі в системі БПРЛС шляхом введення вагових коефіцієнтів на параметри різних модальностей вектору оцінки. Це дозволило застосовувати метод оптимізації топології БПРЛС з метою максимізації точності оцінки вектору параметрів цілі різних модальностей.
- Розробки моделі вимірювань, що описує вимірювання кінематичних параметрів цілі в системі БПРЛС, що складається з РЛС бістатичної архітектури, та дозволяє враховувати режим прийому сигналів (автономний чи кооперативний). Дана модель використовується для характеристики потенційної точності оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС та для розрахунку цільових функцій в методі оптимізації за рахунок введення розрідженої матриці вибірки бістатичних пар передавач-приймач.

Вперше було досліджено вплив параметрів сигналу, архітектури РЛС та ступеню автономності прийому сигналів на точність локалізації цілі в мережі БПРЛС з різними наборами параметрів шляхом використання статистичних методів математичного моделювання. Це дозволило зробити практичні реко-

мендації відносно шляхів підвищення потенційної точності оцінки параметрів цілі шляхом оптимального використання ресурсів системи.

Досліджено вплив сумісного використання вимірювань РЛС різних типів (пасивних та активних) на точність локалізації цілі в системах БПРЛС шляхом використання статистичних методів математичного моделювання. Вперше запропоновано використання вимірювань сигналів пасивних РЛС короткого діапазону дії (сигнали WiFi передавачів) на ряду з дослідженням впливу використання сигналів пасивних РЛС середнього діапазону дії (сигнали WiMAX), що представлено в науковій літературі. Використання вимірювань сигналів пасивних РЛС дозволяє підвищити точність локалізації цілі в системах БПРЛС короткого діапазону дії.

Вдосконалено алгоритми конвексної оптимізації шляхом використання методу напіввизначеної релаксації для формулювання обмежень, що характеризують вибір моностатичних та бістатичних пар передавач-приймач в системах БПРЛС. Дані алгоритми дозволяють вирішувати актуальну науково-практичну задачу знаходження оптимальної топології передавальних та приймальних антен системи БПРЛС з моностатичною та бістатичною архітектурою з врахуванням режиму прийому сигналів. Розроблено алгоритми жадібної оптимізації для цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту, що дозволяють знаходити оптимальну топологію систем БПРЛС, що складаються з моностатичних та бістатичних РЛС. Жадібний алгоритм для оптимізації положень бістатичних РЛС дозволяє вибір бістатичних пар передавач-приймач в моделях, де потенційні положення передавальних та приймальних антен задаються одним набором координат.

Досліджено вплив конвексного та жадібного алгоритмів на розв'язок задачі знаходження оптимальної топології моностатичних РЛС в системі БПРЛС методами оптимізації та математичного моделювання. Було показано, що мінімізація цільової функції логарифм детермінанту з використанням жадібно-

го алгоритму дозволяє отримати топологію системи БПРЛС, яка в середньому забезпечує нижчу похибку оцінки параметрів цілі в порівнянні з топологією системи, отриманою в результаті мінімізації величини максимального власного числа матриці коваріацій з використанням конвексного алгоритму. Також, при вирішенні задачі знаходження оптимальної топології системи БПРЛС, що складається з бістатичних РЛС, жадібний алгоритм дозволяє вибір бістатичних пар РЛС, рознесених в просторі, що задаються однаковими множинами потенційних позицій передавальних та приймальних антен, на відміну від алгоритму конвексної оптимізації. Вдосконалений метод оптимізації моностатичних і бістатичних РЛС систем БПРЛС може бути використаний для вирішення двох типів оптимізаційних задач: вибір фіксованої кількості РЛС, що забезпечують максимальну точність оцінки параметрів цілі; або ж вибір мінімальної кількості РЛС, що забезпечують фіксовану точність оцінки параметрів цілі. Спектр застосування вдосконаленого методу оптимізації було продемонстровано для трьох практичних задач вибору топології багато-позиційних радіолокаційних систем: спостереження в повітряному просторі нижніх висот над територією міста; спостереження за наземними об'єктами на фіксованих територіях відкритого простору; спостереження за пасажирями на території терміналу аеропорту. Наведено практичні рекомендації щодо використання конвексного та жадібного оптимізаційних алгоритмів відповідно до типу БПРЛС та розміру оптимізаційної задачі, який визначається кількістю потенційних положень РЛС.

Ключові слова: багатопозиційні радіолокаційні системи, мультилатераційні системи, нерівність Крамера-Рао, випукла оптимізація, жадібний алгоритм, коваріаційна матриця похибок, багатошляхове поширення сигналу.

Список публікацій здобувача

- 1) Ivashko, I., Leus, G., and Yarovoy, A. (2017). Radar network topology optimization for joint target position and velocity estimation. *Elsevier Signal Processing Journal*, Vol. 130, pp. 279–288.
- 2) Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2016b). Sparsity-based optimization of the sensors positions in radar networks with separated transmit and receive nodes. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, Vol. 12(2), pp. 9437602:1–9437602:10.
- 3) Konchenko, I. and Yanovsky, F. J. (2009c). Influence of multilateration surveillance system arrangement on the target localization. *Proceedings of the National Aviation University (фахове видання)*, volume 41, p. 29–32¹.
- 4) Івашко, І. та Яновський, Ф. (2018). Точність локалізації цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах. *Вісник Інженерної Академії України (фахове видання)*, №2, ст. 14–18.
- 5) Конченко, І. та Яновський, Ф. (2010). Аналіз можливостей оптимального розміщення компонентів мультilaterаційної системи спостереження в аеропорту. *Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій (фахове видання)*, Т. 8 (№1), ст. 5–9.
- 6) Konchenko, I. (2008). Availability analysis of the multilateration surveillance system in Kiev (Boryspil) airport. In *2008 Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium*, pp. 83–85.
- 7) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2010a). Multilateration surveillance system arrangement at the airport area. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 7745: Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 77451–77451–5.
- 8) Ivashko, I., Krasnov, O., and Yarovoy, A. (2013). Performance analysis of

¹від 04.06.2011 прізвище Конченко було змінено на прізвище Івашко у зв'язку з укладенням шлюбу

- multisite radar systems. In *2013 European Radar Conference*, pp. 459–462.
- 9) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2009a). Geometrical arrangement of multilateration surveillance system components by means of cramer-rao lower bound analysis. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 7502: Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 7502–7502–8.
 - 10) Ivashko, I., Krasnov, O., and Yarovoy, A. (2014). Receivers topology optimization of the combined active and wifi-based passive radar network. In *11th European Radar Conference*, pp. 517–520.
 - 11) Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2015). Topology optimization of monostatic radar networks with wide-beam antennas. In *European Radar Conference (EuRAD)*, pp. 133–136.
 - 12) Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2016a). Some aspects of the multistatic radar network topology optimization. In *17th International Radar Symposium (IRS)*, pp. 1–5.
 - 13) Ivashko, I., Gabrusenko, J., and Yanovsky, F. (2011). Theoretical and experimental results on recognition of polarized signal multipath propagation in secondary radar and multilateration systems. In *2011 Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium*, pp. 298–300.
 - 14) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2011a). Multipath effect in multilateration surveillance system. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 8008: Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 8008–8008–7.
 - 15) Конченко, І. (2011). Ефект багатошляхового поширення в мультилатераційній системі спостереження. *X Міжнародна науково-технічна конференція, АВІА – 2011*, Т. 3, ст. 21.58–21.61.
 - 16) Ivashko, I. M. and Yarovoy, A. G. (2016). Off-grid radar node placement for target localization in radar networks. In *Proceedings of the CIE Internati-*

- onal Conference on Radar (Guangzhou, China)*, pp. 1–4.
- 17) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (June, 2010b). Multilateration surveillance system arrangement at the airport area. In *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Jachranka, Poland)*, pp. 1–5. CD-ROM.
 - 18) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (28-30 May, 2009b). Geometrical arrangement of multilateration surveillance system components by means of cramer-rao lower bound analysis. In *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Jachranka, Poland)*, pp. 224–229. CD-ROM.
 - 19) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2010c). Optimization of multilateration surveillance system arrangement at the airport area. In *Proceedings of the International Symposium “Enhanced Solutions for Aircraft and Vehicle Surveillance Applications” (ESAVS 2010)*, pp. 1–4. CD ROM.
 - 20) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (June, 2011b). Multipath effect in multilateration surveillance system. *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Vilnius, Lithuania)*, pp. 1–7. CD-ROM.
 - 21) Konchenko, I. (2009a). Cramer-Rao lower bound for localization error analysis in multilateration system. In *Наука і молодь. Прикладна серія: збірник наукових праць*, ст. 10–13. К.: НАУ-друк.
 - 22) Konchenko, I. (2009b). Influence of signal propagation on object localization in multilateration system. In *Наука і молодь. Прикладна серія: збірник наукових праць*, ст. 29–32. К.: НАУ-друк.

ABSTRACT

Ivashko I.M. Structure and parameters optimization of the radar networks. – Qualification scientific thesis on the rights of the manuscript.

Thesis for the Master degree of Candidate of Technical Sciences (Ph.D.) in specialty 05.22.13 "Navigation and traffic management". – National Aviation University, Kiev, 2019.

This thesis is dedicated to the development of solution for an important task of applied science. The goal of this task is an improvement of the radar networks functionality by means of increasing estimation accuracy of the target kinematic parameters using improved method of evaluation potential accuracy of target parameters estimation; and radar networks design using improved method structure and parameters optimization of radar networks with aim to provide required accuracy of target parameters estimation. This task has been solved by further development of the method of potential accuracy evaluation of estimation kinematic target parameters in radar networks; and further development of the methods of the optimization of the radar networks structure (number and topology of the nodes) with the aim to provide the necessary accuracy requirements for estimation kinematic parameters of the target.

For the first time, by means of analysis and statistical modeling, it has been shown how the estimated signal parameters in a single radar affect the accuracy of the target localization in the radar networks, depending on the number of radars, the parameters of transmit signal and the target velocity. This allows to efficiently use the resources of the radars networks online, preventing the use of redundant measurements, while target and system parameters are changing. The statistical method of the potential accuracy of target parameters estimation in radar networks has been further developed by means of:

- Development of the model for estimating the potential accuracy of the time delay and the Doppler frequency measurement in a single frequency-modulated continuous-wave radar. Unlike existing models, the developed model allows taking into account the shape of the antenna pattern of each of the radar in a network. The model takes into account the parameters of transmit signal, the radar power budget and the parameters of the target; and is used for the further development of the method for the potential accuracy kinematic target parameters estimation in the radar networks.

This allows for evaluation of the accuracy of the target parameters estimation not only depending on the target-radar, but also depending on the position of the target relative to the field of view of each radar.

- Obtaining mathematical dependencies for evaluation of the potential accuracy of the estimation of kinematic parameters of the target in the radar networks that consists of frequency-modulated continuous-wave radars. These expressions take into account the parameters of transmit signal, radar power budget, the parameters of the target and parameters of the radar networks. Thus, the derived analytical expressions can be used to analyze the potential accuracy of estimation kinematic parameters of the target in existing radar networks, as well as with aim to improve the estimation accuracy of existing systems by changing their parameters.

The method of the number and topology optimization of the radars in the radar network has been improved by means of:

- Derivation of the closed-form expressions for evaluation of the cost functions frame potential and log-determinant for non-linear measurement model, which is used to represent measurement of the target kinematic parameters infrequency-modulated continuous-wave radars. The closed-form expressions for evaluation of the cost functions were derived by means of linearization of the non-linear function that represents linear-frequency modulated signal around time delay and Doppler frequency values; linearization of the non-linear function that represents dependence of the target coordinates on the time delay and Doppler frequency. This allowed obtaining expressions for evaluation of the potential accuracy of the estimation of the time delay and the Doppler frequency in a single radar. These expressions were used to derive closed-form expressions for evaluation of the cost functions frame potential and log-determinant that are used to evaluate potential accuracy of the target kinematic parameters' estimation in the radar networks. Taki-

ng into account the nonlinearity of the measurement model allows applying an improved method for optimizing the topology of the radar networks with different sets of parameters that characterize: the size of the observation area, the type of measurement, the type of transmit signal and the power budget of each radar.

- Improvement of the model, which describes the measurement matrix of the target kinematic parameters in the radar networks by introducing weights to the parameters of different modalities from the parameter vector. This allowed applying topology optimization method for radar networks with aim to provide maximum estimation accuracy of parameters with different modalities.
- The development of a measurement model that describes the measurement of target kinematic parameters in the radar networks that consists of bistatic radars, and allows taking into account the mode of signal reception (autonomous or cooperative). This model is used to evaluate the potential accuracy of the target parameters estimation in the radar networks and to evaluate the cost functions in optimization method by introducing a sparse sample matrix of the transmitter-receiver bistatic pairs.

For the first time, the influence of signal parameters, radar architecture and the mode of signal cooperation on the accuracy of the target localization in the radar network with different sets of parameters was investigated by using statistical methods of mathematical modeling. This made it possible to make practical recommendations regarding ways of increasing the potential accuracy of target parameters estimation by means of optimal use of system resources.

The influence of joint use of measurements from different radar types (passive and active) on the accuracy of the target localization in the radar networks was investigated using the statistical methods of mathematical modeling. For the first time, the use of measurements from short-range passive radars (WiFi signals) has

been proposed, along with an existing study of the effect of using signals from middle-range passive radars (WiMAX signals), which is presented in the scientific literature. Using measurements of the signals of the passive radars allows increasing the target localization accuracy in existing short-range radar networks. Convex optimization algorithms have been improved by means of using the semidefinite relaxation method to formulate constraints on the selection of monostatic and bistatic transmitter-receiver pairs in radar networks. These algorithms allow to solve the important scientific and practical task of finding the optimal topology of transmitting and receiving antennas in radar networks with monostatic and bistatic architecture, taking into account the signal reception mode. The algorithms of greedy optimization for cost functions frame potential and log-determinant have been developed. These algorithms allow to find the optimal topology of radar networks that consists of monostatic and bistatic radars. The greedy algorithm for optimizing the positions of bistatic radars allows the selection of bistatic pairs in models, where the potential positions of transmitting and receiving antennas are given by one set of coordinates.

The influence of convex and greedy algorithms on the solution of the problem of finding an optimal topology of monostatic radars in the radar networks by methods of optimization and mathematical modeling was investigated. It was shown that the minimization of the log-determinant cost function using the greedy algorithm allows to obtain the topology of the radar network, which, on average, provides a lower error in the estimation of the target parameters compared with the topology of the system, obtained by minimizing the maximum eigenvalue of the covariance matrix with convex algorithm. Also, when solving the problem of finding the optimal topology of the radar network that consists of bistatic radars, the greedy algorithm allows the selection of bistatic pairs with widely separated transmitter and receiver, from by the same sets of potential positions of transmitting and receiving antennas, in contrast to the convex optimization

algorithm. The improved method of optimization of monostatic and bistatic radars of the radar networks can be used to solve two types of optimization tasks: the selection of a fixed number of radars that provide the maximum accuracy of the target parameters estimation; or the selection of the minimum number of radars that provide a fixed accuracy of the target parameters estimation. The wide range of applications of the improved optimization method has been demonstrated for three practical tasks of selection the topology of multistatic radar systems: the surveillance in the low-level airspace in the urban areas; the outdoor surveillance over ground objects over fixed areas; passenger surveillance in the airport terminal areas. Practical recommendations on the use of convex and greedy optimization algorithms depending on the type of radar network and the size of the optimization problem, which is determined by the number of potential positions of the radars, are given.

Key words: radar networks, multilateration systems, Cramer-Rao inequality, convex optimization, greedy algorithm, error covariance matrix, multipath signal propagation.

ЗМІСТ

| | |
|---|-----------|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ | 19 |
| ВСТУП | 20 |
| РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ | 32 |
| 1.1 Таксономія багатопозиційних радіолокаційних систем | 32 |
| 1.2 Методи оцінки кінематичних параметрів цілі | 38 |
| 1.3 Якісні характеристики роботи багатопозиційних радіолокаційних систем | 42 |
| 1.3.1 Рівняння радіолокації | 42 |
| 1.3.2 Функція невизначеності | 45 |
| 1.3.3 Роздільна здатність | 48 |
| 1.3.4 Дальність радіогоризонту | 50 |
| 1.4 Статистичні характеристики роботи багатопозиційних радіолокаційних систем | 51 |
| 1.5 Постановка задач дослідження | 55 |
| Висновки до розділу 1 | 57 |
| РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА МЕТОДУ ОЦІНКИ ПОТЕНЦІЙНОЇ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЦІЛІ В БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ | 59 |
| 2.1 Модель системи | 59 |
| 2.2 Оцінка часу затримки та доплерівської частоти сигналу лінійно-частотної модуляції | 62 |

| | | |
|-------|---|------------|
| 2.3 | Оцінка координат та вектору швидкості цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах | 66 |
| 2.4 | Включення характеристик діаграми направленості антени в інформаційну матрицю Фішера | 69 |
| 2.5 | Аналіз потенційної точності оцінки параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах | 70 |
| 2.5.1 | Вплив архітектури радіолокаційних станцій та ступеню автономності прийому сигналів | 71 |
| 2.5.2 | Вплив параметрів сигналу | 73 |
| 2.5.3 | Вплив типу вимірювань на точність локалізації цілі | 79 |
| 2.5.4 | Об'єднання вимірювань активних та пасивних радіолокаційних станцій | 82 |
| 2.5.5 | Аналіз точності оцінки параметрів цілі в мережі радіолокаційних станцій з фіксованими параметрами | 86 |
| 2.5.6 | Точність локалізації цілі в мультилатераційних системах спостереження | 98 |
| | Висновки до розділу 2 | 101 |
| | РОЗДІЛ 3 МЕТОД ОПТИМІЗАЦІЇ КІЛЬКОСТІ І ТОПОЛОГІЇ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ | 105 |
| 3.1 | Формулювання оптимізаційної задачі | 105 |
| 3.2 | Функції, що характеризують точність оцінки параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах | 107 |
| 3.2.1 | Середньоквадратична похибка | 108 |
| 3.2.2 | Потенціал фрейму | 108 |
| 3.2.3 | Логарифм детермінанту | 110 |

| | | |
|-----------------------|--|------------|
| 3.2.4 | Максимальне власне число матриці коваріацій | 111 |
| 3.3 | Мультимодальний вектор параметрів оцінки | 112 |
| 3.4 | Алгоритми оптимізації топології багатопозиційних радіолокаційних систем з моностатичною архітектурою | 119 |
| 3.4.1 | Алгоритм конвексної оптимізації | 120 |
| 3.4.2 | Жадібний алгоритм | 122 |
| 3.5 | Алгоритми оптимізації топології багатопозиційних радіолокаційних систем з бістатичною архітектурою | 123 |
| 3.5.1 | Алгоритм конвексної оптимізації | 126 |
| 3.5.2 | Жадібний алгоритм | 128 |
| 3.6 | Аналіз часу розрахунку жадібного алгоритму | 128 |
| Висновки до розділу 3 | | 130 |

РОЗДІЛ 4 ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ОПТИМІЗАЦІЇ КІЛЬКОСТІ І ТОПОЛОГІЇ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ В БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ **133**

| | | |
|-------|--|-----|
| 4.1 | Сценарії моделювання | 133 |
| 4.2 | Оптимізація положень мережі моностатичних радіолокаційних станцій | 134 |
| 4.3 | Оптимізація положень мережі бістатичних радіолокаційних станцій | 136 |
| 4.3.1 | Сітки потенційних положень передавальних та приймальних антен не співпадають | 136 |
| 4.3.2 | Сітки потенційних положень передавальних та приймальних антен співпадають | 138 |

| | | |
|-----|---|------------|
| 4.4 | Оптимізація положень приймальних антен пасивних бістатичних радіолокаційних станцій | 141 |
| 4.5 | Порівняння алгоритмів оптимізації та цільових функцій | 146 |
| | Висновки до розділу 4 | 147 |
| | ВИСНОВКИ | 148 |
| | СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ | 153 |
| | ДОДАТКИ | 166 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- БЛН** – Білінійна матрична нерівність
- ЕПР** – Ефективна площа розсіювання
- ЕПР** – Ефективна випромінювана потужність
- ПФ** – Потенціал фрейму
- ЛД** – Логарифм детермінанту
- ЛМН** – Лінійна матрична нерівність
- РЛС** – Радіолокаційна система
- БПРЛС** – Багатопозиційна РЛС
- БПЛА** – Безпілотний літальний апарат
- ДН** – Діаграма направленості
- ЛКД** – Лінійний коефіцієнт деполаризації
- ЛЧМ** – Лінійно-частотна модуляція
- ФПТ** – Фактор погіршення точності
- КЙВ** – Кругове ймовірне відхилення
- ВСШ** – Відношення сигнал-шум
- ПТОП** – Потенційна точність оцінки параметрів

ВСТУП

Актуальність теми. Радіолокаційні системи (РЛС) широко застосовуються в різних областях науки і техніки для отримання інформації про дистанційні об'єкти без фізичної взаємодії з ними [23], [30]. Области застосування варіюються від приладів невеликих розмірів, що використовуються в медицині для отримання зображення, до РЛС з фазованими антенними решітками, що використовуються для спостереження за космічними об'єктами [92], [102]. Проте, з розширенням сфер застосування РЛС, підвищуються вимоги до показників їх ефективності. Деякими з таких вимог є:

- 1) висока точність оцінки 3D (2D) кінематичних параметрів цілі та слідування за ціллю;
- 2) збільшення радіусу дії системи, включаючи покриття повітряного простору низьких висот;
- 3) безперервна робота системи для отримання інформації про об'єкти спостереження в режимі реального часу 24/7.

Підвищення вимог до параметрів функціонування РЛС стало пусковим механізмом для повторного відкриття багатопозиційних радіолокаційних систем, що відбулося в 1970х роках [38]. Згідно з [3] *багатопозиційною РЛС (БПРЛС)* називається система, що включає кілька рознесених в просторі передавальних, приймальних чи приймально-передавальних антен; де прийнята інформація з даних антен обробляється сумісно. Таким чином, завдяки сумісній обробці вимірювань, отриманих рознесеними в просторі РЛС, досягаються основні переваги багатопозиційних радіолокаційних систем.

Примітка: при цьому бістатичні радіолокатори з однією передавальною та однією приймальною позиціями не відносяться до багатопозиційних систем [3], оскільки сумісна обробка можлива лише якщо БПРЛС складається як мінімум з двох рознесених в просторі приймальних позицій та однієї переда-

вальної або не менше двох рознесених передавальних позицій та однієї приймальної.

Згідно з [38], *конфігурація БПРЛС* включає в себе кілька РЛС, що знаходяться в окремих місцях та кооперують між собою. Такі РЛС можуть бути як стаціонарними так і рухомими. Основною метою БПРЛС є підвищення ефективності використання інформації про характеристики електромагнітного поля за допомогою кількох рознесених в просторі РЛС. В даному випадку недоліком однопозиційної РЛС є те, що інформація про ціль знаходиться з однієї невеликої ділянки поля, що відповідає апертурі приймальної антени даної РЛС.

Таким чином, перехід від однієї РЛС до системи БПРЛС дозволяє [17], [68], [101]

- 1) підвищити ймовірність виявлення цілей;
- 2) підвищити ймовірність виявлення цілей з низькими швидкостями;
- 3) підвищити точність оцінки векторів положення та швидкості цілей;
- 4) підвищити точність класифікації цілей.

Крім того, було експериментально показано, що БПРЛС дозволяє виявляти цілі в повітряному просторі низьких висот (безпілотні літальні апарати (БПЛА) та небезпечні погодні явища, що виникають на висотах до 3 км) [75]. Іншою перевагою БПРЛС перед однією РЛС є властивість так званої повільної деградації, що проявляється в незначному впливі відмови однієї РЛС на показники ефективності роботи усієї системи [34].

Актуальним та перспективним є застосування багатопозиційних РЛС як в цивільних, так і військових цілях. Прикладами цивільного застосування є контроль повітряного руху [32] [86], збір та обробка метеорологічної інформації [41], [84], глобальна навігація [12], контроль руху автомобіля [69], спостереження в приміщеннях [26], [107]. У військових цілях мережі РЛС застосовуються для контролю прикордонних територій та стратегічних об'є-

ктів і є ефективним засобом виявлення літаків-невидимок “Стелс” [24], [76], [104]. Одним з різновидів БПРЛС є мультилатераційна система спостереження, що набула широкого поширення в авіації для стеження за об’єктами в зоні аеропорту. Варто відзначити, що використання багатопозиційних РЛС є особливо актуальним для спостереження в будівлях терміналів аеропортів. Для таких цілей інтерес представляють мережі РЛС ультраширокого діапазону частот, що дозволяють знаходити положення рухомих об’єктів (людей) з високою точністю. Перші спроби впровадження таких систем було зроблено в рамках проекту АТОМ (Airport detection and Tracking Of dangerous Materials by passive and active sensor arrays) [87]. Результати показали ефективність роботи БПРЛС, що дозволяє зробити прогноз їх широкого застосування в найближчому майбутньому.

Кожна зі сфер застосування багатопозиційних радіолокаційних систем має відповідні вимоги та обмеження до системи. Дані вимоги в свою чергу є визначальними при виборі характеристик окремих РЛС та параметрів усієї системи. Характеристики цілі, вимоги до точності оцінки її параметрів, тип вимірювань РЛС визначають: мінімальний радіус дії системи, діапазон частот, параметри зондувального сигналу та характеристики приймача.

Ймовірність виявлення цілі та точність оцінки її параметрів залежать від характеристик кожної з РЛС системи, їх кількості та топології. В той час як ефективність об’єднання інформації (що визначається кількістю однозначно проідентифікованих цілей) залежить від рівня об’єднання інформації та алгоритму її обробки. Таким чином, при проектуванні систем БПРЛС вимоги до точності визначення параметрів цілей накладають відповідні обмеження на положення передавальних та приймальних позицій БПРЛС, їх кількості та характеристик. Це, в свою чергу, формує актуальну науково-практичну задачу, що полягає в оптимізації структури та параметрів системи БПРЛС з метою забезпечення необхідної точності визначення параметрів цілі при мі-

німальної вартості системи.

Суттєвий вклад в дослідження БПРЛС та їх структурно-параметричною оптимізацією займалися наступні вчені: Ю.М. Седишев, В.П. Рябуха, В.С. Черняк (V. Chernyack), Ф. Яновський, О. Яровий (A. Yarovoy), Г. Галаті (G. Galati), П. Стойка (P. Stoica), А. Фаріна (A. Farina), Х. Гріффітс (H. Griffiths), К. Бейкер (C. Baker), К. Вудбрідж (K. Woodbridge), П. Ломбардо (P. Lombardo), А. Хаймовіч (A. Haimovich), Д. Маклаудін (D. McLaughlin).

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Кваліфікаційна робота виконана згідно з планом проекту RAEBELL (Нідерланди), метою якого був аналіз та проектування систем для спостереження в просторі низьких висот. Також дана робота виконана згідно з планом розвитку систем управління повітряним рухом в Україні, з планом впровадження програми Єдиного Європейського Неба (Single European Sky (SES)) [25], [90] і фундаментальною держбюджетною НДР “Теоретичне і експериментальне обґрунтування застосування поляризаційних властивостей зондувальних і відбитих сигналів для розширення функціональних можливостей МРЛ і підвищення ефективності виявлення небезпечних метеорологічних явищ”, № держреєстрації 0110U003509 (2010-2012), у виконанні якої авторка брала участь.

Мета і завдання дослідження. Метою даного дисертаційного дослідження є подальший розвиток методу оцінки потенційної точності вимірювання кінематичних параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах та методу оптимізації структури (кількості та топології) багатопозиційних радіолокаційних систем з метою забезпечення вимог до точності оцінки кінематичних параметрів цілі.

Для досягнення мети роботи було поставлено та розв'язано такі завдання:

- 1) дослідження та аналіз методів вимірювання кінематичних параметрів цілі та характеристик роботи в багатопозиційних радіолокаційних системах;

- 2) розробка статистичної моделі оцінки точності вимірювання часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією сигналу з врахуванням діаграми направленості антени, параметрів зондувального сигналу, типу вимірювань та параметрів цілі;
- 3) вдосконалення методу оцінки точності вимірювання координат та вектору швидкості цілі в БПРЛС, що базується на моделі оцінки точності часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією сигналу, з врахуванням архітектури окремих РЛС та режиму прийому сигналів;
- 4) виконання порівняльного аналізу точності оцінки кінематичних параметрів цілі в системах БПРЛС різних типів, що відрізняються між собою архітектурою та режимом прийому сигналів;
- 5) виконання порівняльного аналізу точності локалізації цілі при різних параметрах зондувального сигналу та параметрах оцінки сигналу в одній РЛС;
- 6) вибір критерію оптимальності для характеристики точності оцінки параметрів цілі в БПРЛС при розв'язанні задачі знаходження оптимальної кількості та топології окремих РЛС системи БПРЛС;
- 7) вдосконалення методу оптимізації кількості та топології БПРЛС з моностатичною та бістатичною архітектурою на базі алгоритмів конвексної та жадібної оптимізації;
- 8) виконання порівняльного аналізу результатів алгоритмів оптимізації з використанням різних цільових функцій при розв'язку задачі знаходження оптимальної топології систем БПРЛС різних типів.

Об'єкт дослідження – процеси визначення параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах.

Предмет дослідження – методи та алгоритми оптимізації, що засто-

совуються для знаходження оптимальної топології багатопозиційних радіолокаційних систем, яка в свою чергу визначається максимальною точністю оцінки параметрів цілі.

Методи дослідження. У кваліфікаційній роботі виконано аналіз точності вимірювання параметрів цілі в мережі радіолокаторів за допомогою методів математичного аналізу, статистичної обробки сигналів (метод Крамера-Рао) та статистичних випробувань (метод Монте Карло). За допомогою такої оцінки, методів чисельного та комп'ютерного (імітаційного) моделювання проаналізовано залежність точності оцінки кінематичних параметрів цілі від типу системи, автономності прийнятого сигналу, параметрів кожної окремої РЛС, кількості РЛС та параметрів цілі. Для роботи з нелінійними моделями вимірювання використовувались методи наближення функцій. Чисельні методи розв'язку екстремальних задач (методи нелінійного програмування, “compressive sensing” [метод відновлення розрідженої інформації]) застосовано в алгоритмах оптимізації топології БПРЛС.

Наукова новизна отриманих результатів. У роботі розв'язано важливу науково-прикладну задачу – покращення ефективності функціонування БПРЛС шляхом підвищення точності вимірювання кінематичних параметрів цілі з використанням вдосконаленого методу оцінки потенційної точності вимірювання параметрів цілі в БПРЛС, а також проектування систем БПРЛС шляхом використання вдосконаленого методу структурно-параметричної оптимізації окремих РЛС з метою забезпечення вимог до точності оцінки кінематичних параметрів цілі. У результаті розв'язання цієї задачі отримано такі нові наукові результати:

- 1) Вперше шляхом аналізу та статистичного моделювання було показано яким чином параметри оцінки сигналу в одній РЛС впливають на точність локалізації цілі в мережі БПРЛС, залежно від кількості РЛС, параметрів зондувального сигналу та швидкості цілі. Це дозволяє ефе-

ктивно використовувати ресурси системи БПРЛС в режимі онлайн, за-
побігаючи використанню надлишкових вимірювань, при змінних пара-
метрах цілі та системи.

2) Отримав подальший розвиток статистичний метод оцінки потенційної
точності вимірювання параметрів цілі в системах БПРЛС шляхом:

- Розробки моделі оцінки потенційної точності вимірювання часу за-
тримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної
дії з частотною модуляцією сигналу. На відміну від існуючих моде-
лей, розроблена модель дозволяє врахувати діаграму направленос-
ті антени кожної з діючих РЛС системи. Модель враховує пара-
метри зондувального сигналу, енергетичні характеристики РЛС та
параметри цілі; та використовується для подальшого розвитку ме-
тоду оцінки потенційної точності вимірювання кінематичних пара-
метрів цілі в системі БПРЛС. Це дозволяє зробити оцінку точності
параметрів цілі не тільки залежно від відстані РЛС-ціль, а й зале-
жно від положення цілі відносно зони дій антен усіх РЛС системи.
Крім того врахування форми діаграми направленості антени ко-
жної з РЛС може бути використано при аналізі роботи системи
БПРЛС, в яких має місце ефект блокування сигналу.
- Отримання математичних залежностей для розрахунку потенцій-
ної точності вимірювання кінематичних параметрів цілі в мережі
БПРЛС, що складається з РЛС неперервної дії з частотною моду-
ляцією сигналу. Дані вирази враховують параметри зондувального
сигналу, енергетичні характеристики РЛС, параметри цілі та пара-
метри БПРЛС. Таким чином, виведені аналітичні вирази можуть
використовуватись для аналізу потенційної точності вимірювання
кінематичних параметрів цілі в існуючих системах БПРЛС, а та-
кож з метою покращення характеристик точності існуючих систем,

шляхом зміни їх параметрів функціонування.

3) Подальшого розвитку набув метод оптимізації кількості і топології РЛС в системах БПРЛС шляхом:

- Виведення математичних залежностей для розрахунку цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту для нелінійної моделі вимірювань, якою описуються вимірювання кінематичних параметрів цілі в системі БПРЛС неперервної дії з частотною модуляцією. Математичні залежності для розрахунку цільових функцій виведено шляхом лінеаризації нелінійної функції, що описує сигнал лінійно-частотної модуляції, навколо значень часу затримки та доплерівської частоти сигналу; лінеаризації нелінійної функції, що описує залежність координат цілі від часу затримки та доплерівської частоти сигналу. Це дозволило отримати вирази для розрахунку точності оцінки часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС, які використовувалися для виведення математичних залежностей потенціал фрейму та логарифм детермінанту для характеристики точності оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС. Врахування нелінійності моделі вимірювань дозволяє застосовувати вдосконалений метод оптимізації топології БПРЛС з різними наборами параметрів, що характеризують: розмір зони спостереження, тип вимірювань, тип зондувального сигналу та енергетичні характеристики окремих РЛС.
- Вдосконалення моделі, якою описується матриця вимірювань кінематичних параметрів цілі в системі БПРЛС шляхом введення вагових коефіцієнтів на параметри різних модальностей вектору оцінки. Це дозволяє застосовувати методи оптимізації топології БПРЛС з метою максимізації точності оцінки вектору параметрів цілі різних модальностей.

- Розробки моделі вимірювань, що описує вимірювання кінематичних параметрів цілі в системі БПРЛС, що складається з РЛС бістатичної архітектури, та дозволяє враховувати режим прийому сигналів (автономний чи кооперативний). Дана модель використовується для характеристики потенційної точності оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС та для розрахунку цільових функцій в методах оптимізації за рахунок введення розрідженої матриці вибірки бістатичних пар передавач-приймач.

Практичне значення отриманих результатів.

- 1) Вперше було досліджено вплив параметрів сигналу, архітектури РЛС та ступеню автономності прийому сигналів на точність локалізації цілі в мережі БПРЛС з різними наборами параметрів шляхом використання статистичних методів математичного моделювання. Це дозволило зробити практичні рекомендації відносно шляхів підвищення потенційної точності оцінки параметрів цілі оптимального використання ресурсів системи.
- 2) Досліджено вплив сумісного використання вимірювань РЛС різних типів (пасивних та активних) на точність локалізації цілі в системах БПРЛС шляхом використання статистичних методів математичного моделювання. Вперше запропоновано використання вимірювань сигналів пасивних РЛС короткого діапазону дії (сигнали WiFi передавачів) на ряду з дослідженням впливу використання сигналів пасивних РЛС середнього діапазону дії (сигнали WiMAX), що представлено в науковій літературі. Використання вимірювань сигналів пасивних РЛС дозволяє підвищити точність локалізації цілі в системах БПРЛС короткого діапазону дії.
- 3) Вдосконалено алгоритми конвексної оптимізації шляхом використання методу напіввизначеної релаксації для формулювання обмежень, що характеризують вибір моностатичних та бістатичних пар передавач-

приймач в системах БПРЛС. Дані алгоритми дозволяють вирішувати актуальну науково-практичну задачу знаходження оптимальної топології передавальних та приймальних антен системи БПРЛС з моноста-тичною та бістатичною архітектурою з врахуванням режиму прийому сигналів.

- 4) Розроблено алгоритми жадібної оптимізації для цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту, що дозволяють знаходити оптимальну топологію систем БПРЛС, що складаються з моноста-тичних та бістатичних РЛС. Жадібний алгоритм для оптимізації по-ложень бістатичних РЛС дозволяє вибір бістатичних пар передавач-приймач в моделях, де потенційні положення передавальних та при-ймальних антен задаються одним набором координат.
- 5) Досліджено вплив конвексного та жадібного алгоритмів на розв'язок за-дачі знаходження оптимальної топології моноста-тичних РЛС в системі БПРЛС методами оптимізації та математичного моделювання. Наведе-но практичні рекомендації щодо використання конвексного та жадібно-го оптимізаційних алгоритмів відповідно до типу БПРЛС та розміру оптимізаційної задачі, який визначається кількістю потенційних по-ложень РЛС.

Основні результати становлять науково-методологічну основу для ство-рення комплексного інструменту моделювання, який можна розширювати та удосконалювати з метою отримання інструменту планування та дизайну си-стеми БПРЛС. Отримані результати можуть бути використані в навчальному процесі для аналізу та порівняння ефективності роботи різних типів багато-позиційних радіолокаційних систем, а також для подальших наукових дослі-джень.

Особистий внесок здобувача. Усі наукові та практичні результати да-ної кваліфікаційної роботи отримані автором самостійно. З наукових робіт,

виконаних у співавторстві, в даному дисертаційному дослідженні опубліковані тільки ті ідеї, положення та результати, що є самостійним дослідженням здобувача. Основними результатами дисертаційного дослідження, що отримані авторкою, є:

- 1) розроблено оптимізаційний алгоритм на базі жадібної оптимізації з використанням моделі, яка містить зважену інформацію, для розрахунку цільових функцій [46];
- 2) розроблено оптимізаційний алгоритм на базі конвексної оптимізації для знаходження положень бістатичних приймальних та передавальних антен РЛС [49];
- 3) досліджено вплив просторового розміщення приймальних та передавальних антен системи БПРЛС на точність визначення параметрів цілі [54], [58], [62], [64];
- 4) проаналізовано вплив типу БПРЛС на точність локалізації цілі [2], [44];
- 5) розроблено алгоритм, на базі генетичної оптимізації, для знаходження оптимального положення компонентів мультилатераційної системи спостереження [1], [57], [59], [61];
- 6) досліджено доцільність використання сигналів від пасивних джерел випромінювання, як джерела додаткової інформації для підвищення точності локалізації цілі в БПРЛС активного типу та розробка алгоритму оптимізації топології приймальних антен пасивних РЛС [45];
- 7) досліджено вплив ширини діаграми направленості антени на точність оцінки параметрів цілі в БПРЛС та запропоновано метод включення даного параметру в алгоритм оптимізації топології БПРЛС [47];
- 8) досліджено особливості реалізації алгоритмів оптимізації топології різних типів БПРЛС та запропоновано узагальнену модель побудови цільових функцій [48];
- 9) досліджено явище багатопляхового поширення радіохвиль на ефектив-

ність роботи мультилатераційних систем спостереження [4], [43], [55], [56], [60], [63];

- 10) розроблено алгоритм оптимізації топології БПРЛС, що дозволяє вибір положень окремих РЛС поза вузлами сітки потенційних положень [50];

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати роботи обговорювались на міжнародних науково-технічних конференціях: Міжнародній науковій конференції студентів та молодих вчених “ABIA-2011” Київ, НАУ; Міжнародному симпозиумі “Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS)” 2008, 2011 (Київ, НАУ); Міжнародному симпозиумі з обробки сигналів “SPS-2009, 2011” (Яхранка, Польща), “SPW-2010” (Вільнюс, Литва); Міжнародному симпозиумі “Enhanced Solutions for Aircraft and Vehicle Surveillance Applications”, ESAVS 2010 (Берлін, Німеччина); Міжнародному радіолокаційному симпозиумі “IRS-2016”(Краків, Польща); Європейській радіолокаційній конференції “EuRAD-2013” (Нюрнберг, Німеччина), “EuRAD-2014” (Рим, Італія), “EuRAD-2015” (Париж, Франція); Міжнародній радіолокаційній конференції “RADAR-2016” (Гуангджоу, Китай).

Публікації. Основні положення роботи викладено в 22 наукових працях. З них: статті у закордонних журналах – 2; статті у фахових виданнях з переліку ВАК – 3; рецензовані статті у матеріалах міжнародних конференцій – 11; тези доповідей – 6. Кількість публікацій, що увійшли до міжнародної наукометричної бази Scopus – 12.

Структура та обсяг дисертації. Кваліфікаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг роботи становить 184 сторінки (обсяг основного тексту 144 сторінки) друкованого тексту, включаючи 60 рисунків, 11 таблиць, 4 додатки, список використаних джерел з 108 найменувань на 13 сторінках.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД СУЧАСНОГО СТАНУ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Багатопозиційні радіолокаційні системи складаються з кількох передавальних та приймальних антен. В сучасній літературі, використовується також термін МІМО радар для позначення БПРЛС. Перший тип МІМО включає передавальні та приймальні антени, рознесені на великих відстанях (порівняно з довжиною хвилі та відстанню до цілі) один від одної. Це дозволяє отримувати незалежні сигнали, відбиті від об'єкту, для кожної пари приймач-передавач. Такий тип називається *статистичні* МІМО. Другий режим, де відстані між антенами є меншими, зустрічається під назвою *когерентні* МІМО [68].

1.1 Таксономія багатопозиційних радіолокаційних систем

Термін багатопозиційні радіолокаційні системи охоплює широкий спектр систем, що відрізняються одна від одної наступним чином [7], [17], [106]:

- 1) архітектура окремих РЛС;
 - а) моностатичні, в яких приймальні та передавальні антени знаходяться в одному місці;
 - б) бістатичні, в яких приймальні та передавальні антени знаходяться на відстанях порядку відстані до цілі;
- 2) тип передавальних антен (в бістатичних РЛС);
 - а) кооперативні, що спеціально спроектовані для роботи в бістатичному режимі;
 - б) некооперативні, що спроектовані для інших цілей: передача телевізійного сигналу або ж використання сигналу передавача іншої бістатичної РЛС (hitchhiker);

- 3) тип цілей;
 - а) активні, що оснащені передавачами, які випромінюють сигнал як відповідь на запит активної РЛС; такими цілями є літаки, що випромінюють сигнал на запит вторинних РЛС;
 - б) пасивні, що не випромінюють сигнал;
- 4) ступінь автономності прийому сигналів;
 - а) автономні, в яких кожна з РЛС, що формують систему БПРЛС, розрахована на прийом та обробку ехо-сигналів від цілей, опромінених сигналами передавальної антени цієї ж РЛС;
 - б) кооперативні, в яких усі приймальні позиції розраховані на прийом ехо-сигналів від цілей, опромінених будь-якою з передавальних антен;
- 5) ступінь просторової когерентності, що визначається властивістю підтримувати фазову стабільність радіосигналів та завад між рознесеними позиціями;
 - а) просторово-когерентні БПРЛС, в яких відомі фазові зсуви сигналів та завад і залишаються практично незмінними на протязі довгого періоду часу (кілька годин чи днів);
 - б) БПРЛС з короткочасною просторовою когерентністю, в яких фазова стабільність зберігається на протязі короткого періоду часу (менше секунди);
 - в) просторово-некогерентні БПРЛС, в яких невідомою є інформація про фазові зсуви між окремими РЛС та їх зміна з часом;
- 6) метод об'єднання вимірювань окремих РЛС;
 - а) централізований: об'єднання радіосигналів, коли на сумісну обробку передаються сигнали та завади;
 - б) нецентралізований: об'єднання відеосигналів, коли на сумісну обробку передаються сигнали та завади після виявлення; об'єднання

окремих вимірювань параметрів сигналів (час затримки, наприклад) або об'єднання траєкторій цілей кожної окремої РЛС.

Дана робота присвячена оптимізації параметрів багатопозиційних радіолокаційних систем як активного так і пасивного типів з рознесеними в просторі окремими РЛС, що зустрічається в науковій літературі також під назвою *статистичні МІМО радары*. Згідно з роботою [37], цей тип дозволяє досягнути вищої точності оцінки параметрів цілі, в порівнянні з когерентними МІМО. Ця перевага досягається завдяки високому коефіцієнту просторового підсилення (*diversity gain*). Тобто рознесення в просторі позицій окремих РЛС дозволяє підвищити точність оцінки параметрів цілі, не збільшуючи при цьому кількість приймальних та передавальних антен. В роботі [39] було показано, що статистичні типи МІМО РЛС, МІСО та СІМО, дозволяють отримати однакову точність оцінки параметрів цілі при однаковій кількості передавальних (та одній приймальній позиції) і приймальних (та одній передавальній позиції) позицій відповідно.

Схематичне зображення системи БПРЛС, що складається з моностатичних та бістатичних РЛС з кооперативним прийомом та пасивна ціль показано на рис. 1.1. Сигнали, отримані від кооперативних передавачів показано штриховими стрілками. Як видно з рис.1.1, кооперативний режим прийому сигналів дає можливість підвищити кількість вимірювань, що в свою чергу дозволяє підвищити точність оцінки параметрів цілі. Наявність пасивної цілі означає нижчу величину відношення сигнал-шум в порівнянні з активною ціллю. Таким чином, параметри системи, параметри окремої РЛС та параметри цілі є ключовими факторами, визначають потенційну точність оцінки параметрів цілі в даній системі [44].

Не зважаючи на той факт, що ідея використання вимірювань з кількох РЛС обговорюється науковою спільнотою кілька десятків років, більшість експериментальних досліджень БПРЛС було проведено за останні кілька ро-

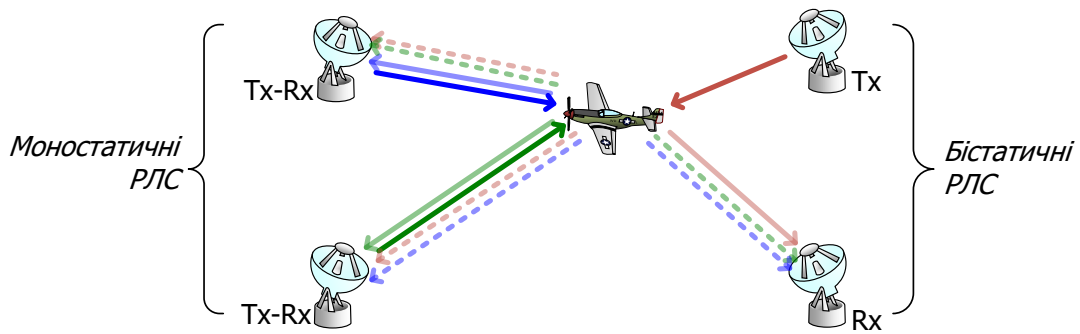


Рис. 1.1 Багатопозиційна радіолокаційна система, що складається з моностатичних та бістатичних РЛС з кооперативними прийомом (зображено штриховими стрілками)

ків завдяки останнім досягненням в області обробки сигналів та передачі даних, що дало можливість забезпечити синхронізацію окремих РЛС та обробку даних в режимі реального часу (при низькій вартості системи) [83]. В порівнянні з однією РЛС, сумісна обробка даних з кількох РЛС, дозволяє оцінити положення цілі та побудувати її траєкторію в тривимірному просторі (див. Таблиця 1.1). Це створює додаткові проблеми при розробці алгоритмів обробки даних в тому сенсі, що висока точність оцінки параметрів цілі повинна забезпечуватися, коли 1) кількість невідомих параметрів є набагато меншою ніж кількість вимірювань; 2) вимірювання спотворені шумом. Крім того, ціною за додаткові можливості БПРЛС є додатковий етап обробки даних, що називається об'єднання даних (*deghosting*).

Таблиця 1.1

Порівняння функцій однієї РЛС з функціями БПРЛС

| Функції | Одна РЛС | БПРЛС |
|-----------------------|----------|-------|
| Ймовірність виявлення | нижче | вище |
| Оцінка параметрів | 1D | 3D |
| Побудова траєкторії | 1D | 3D |

Об'єднання даних є невід'ємним етапом обробки вимірювань в БПРЛС. Ціллю даного етапу є асоціація вимірювань усіх РЛС системи з окремими цілями. Невірна асоціація може призводити до хибних цілей – гостів, які виникають при оцінці положення цілі з набору вимірювань окремих РЛС, що відповідають різним цілям. Результатом таких невірних асоціацій є збільшення ймовірності хибної тривоги, що погіршує роботу системи. Геометрична інтерпретація цього явища зображена на рис. 1.2.

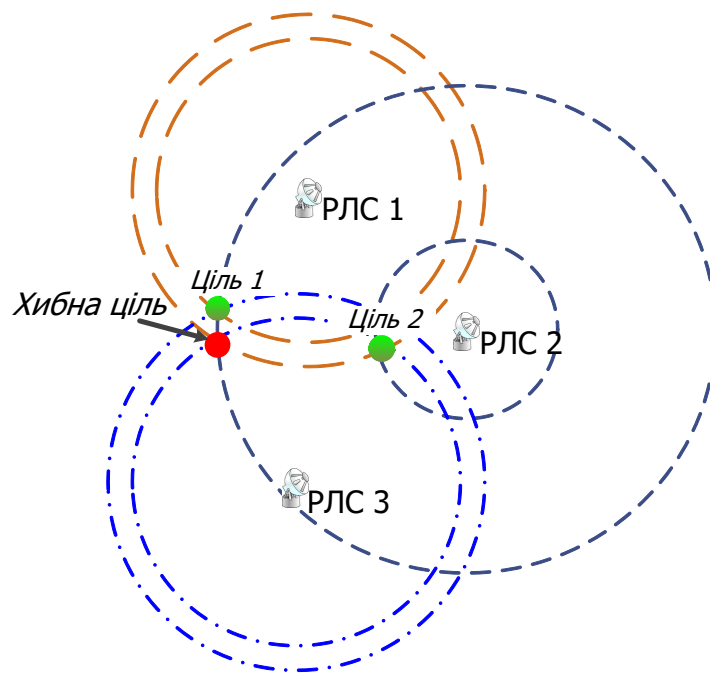


Рис. 1.2 Феномен хибної цілі

Проблема асоціації даних в БПРЛС є також важливою при побудові траєкторій руху кількох цілей, де інформація про положення та вектор швидкості цілі в попередній момент часу також використовується при асоціації даних та побудові траєкторії [21]. Наявність такої інформації дозволяє суттєво зменшити кількість хибних цілей, які є результатом неправильної асоціації даних. Велика кількість робіт присвячена розробці алгоритмів асоціації вимірюваних значень азимуту цілі для визначення її місцеположення та побудови траєкторії [29], [33], [51], [74]. Наявність інформації про азимут цілі передбачає обмежену зону спостереження окремої РЛС, що визначається шириною ді-

аграми направленості антени цієї РЛС. Незважаючи на те, що відстань до цілі може бути невідомою, кількість потенційних гостей буде нижчою, ніж у випадку асоціації даних часу затримки відбитого сигналу в мережі РЛС з всенаправленими антенами. Так, наприклад, в роботі [67] було запропоновано алгоритм оцінки положення кількох цілей в бістатичних МІМО РЛС з використанням вимірювань трьох кутів: азимут передавальних позицій, кут місця передавальних позицій та кут збіжності приймальних позицій. Крім того, різні умови роботи систем можуть обмежувати зону спостереження окремої РЛС, що в свою чергу накладає обмеження на кількість задетектованих цілей. Прикладом є автомобільні радары з обмеженим кутом огляду порядку 180 градусів, що зумовлено їх розташуванням у бамперній частині автомобіля [78]. Вимірювання доплерівської частоти також можуть використовуватися як додаткове джерело інформації при асоціації даних часу затримки. Так, наприклад, звичайний метод найменших квадратів (ordinary least squares (OLS)), де використовуються вимірювання доплерівської частоти, було запропоновано в роботі [72] та покращено в роботі [14] шляхом впровадження додаткових вагових коефіцієнтів. В обох методах вимірювання доплерівської частоти використовуються на етапі асоціації даних, що передуює етапу локалізації цілей.

Крім того, тип БПРЛС визначає процедуру об'єднання даних. Прикладом є об'єднання даних в мережі бістатичних пасивних РЛС, що використовують сигнали телевізійних передавачів [79]. Оскільки сигнали передавачів не можуть контролюватися, їх ортогональність для розділення в приймальних позиціях не може бути забезпечена. Для розділення сигналів в приймальних позиціях автори запропонували алгоритм асоціації даних вимірювань з відповідними передавачами, що передуює алгоритму асоціації даних з відповідними цілями.

В даній роботі оцінка параметрів цілі виконується в два кроки, що від-

носиться до нецентралізованого типу об'єднання даних. На першому кроці виконується вимірювання параметрів прийнятого сигналу. Такими параметрами можуть бути [82]: 1) час затримки сигналу; 2) напрямок приходу сигналу; 3) доплерівська частота; 4) амплітуда сигналу; 5) поляризація. Другий крок полягає в оцінці параметрів цілі в тривимірному просторі (положення та вектор швидкості) на основі оцінених параметрів сигналу [18]. Наприклад, алгоритм трилатерації використовується для оцінки положення цілі на основі інформації про час затримки сигналу, виміряного в кожній з РЛС. Інші параметри цілі, такі як ефективна площа розсіювання (ЕПР), форма цілі та вектор швидкості, можуть бути отримані з інтенсивності, поляризації та доплерівської частоти прийнятого сигналу, відповідно [82]. Для оцінки тривимірного положення цілі, необхідно використовувати вимірювання параметрів сигналу щонайменше з трьох різних РЛС [17].

1.2 Методи оцінки кінематичних параметрів цілі

Існуючі методи оцінки параметрів цілі можна розділити на два типи [19]:

– *Детерміністичні*, в яких використовуються геометричні співвідношення між вимірюваннями та положенням цілі.

Детерміністичними методами є: трилатерація (мультилатерація), ангуляція або комбінація цих двох методів (триангулатерація). Наприклад, для визначення тривимірного положення цілі на основі вимірювань про час затримки сигналу в мережі моностатичних автономних РЛС, мінімальна кількість вимірювань з окремих РЛС є рівною трьом. В даному випадку, може бути застосований метод прямого розрахунку положення цілі, яке відповідатиме точці перетину трьох сфер.

У випадках, коли кількість вимірювань є більшою ніж кількість невідомих, або ж вимірювання спотворені шумом, використовуються ста-

тистичні методи оцінки параметрів цілі.

- *Статистичні* методи бувають двох типів: параметричні та непараметричні.

Баєсові методи та методи максимальної ймовірності (maximum likelihood estimators) є параметричними методами, що припускають наявність певної статистичної інформації про вектор параметрів оцінки.

Непараметричними методами є метод найменших квадратів, метод Тейлора та метод сферичної інтерполяції [31], [85], [93]. Дані методи не потребують наявності статистичної інформації про вектор параметрів оцінки.

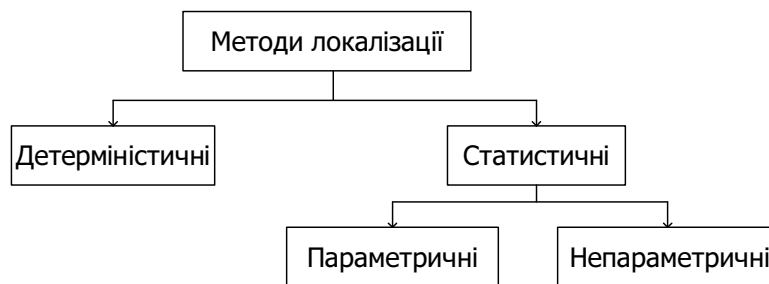


Рис. 1.3 Класифікація методів локалізації

Високі значення відношення сигнал-шум отриманого сигналу означають, що на параметри оцінки впливають лише малі похибки від шумів. Цей режим є асимптотичним, та характеризується малими похибками оцінювання параметрів (рис.1.4). При зменшенні ВСШ до величини нижче певного значення, настає режим різкого збільшення величини середньоквадратичної похибки. Цей режим називається режимом *невизначеності*. При низьких значення відношення сигнал-шум, поведінка функції оцінки повністю визначається впливом шуму. В такому випадку не можна вилучити інформативні дані про параметр оцінки. Таким чином, інформацією про діапазон похибок оцінки будуть лише наперед задані межі можливих значень параметру. Така поведінка функції оцінки описується в науковій літературі під назвою *явище*

порогу [105].

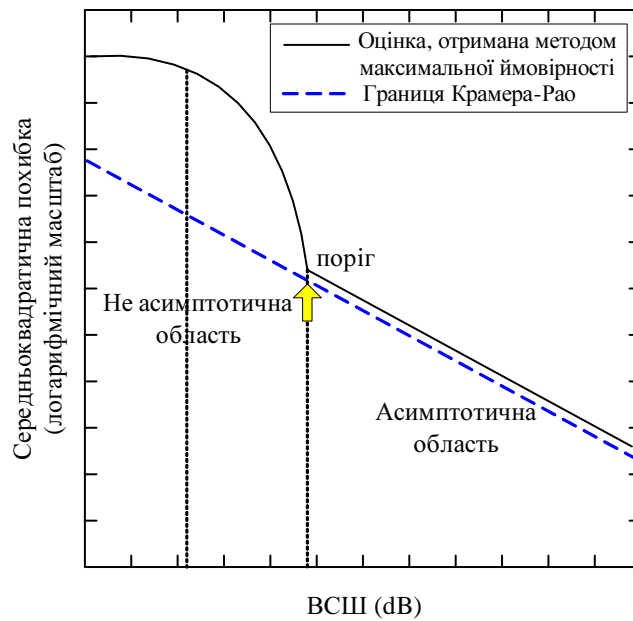


Рис. 1.4 Схематичне зображення явища порогу для середньоквадратичної похибки при нелінійній оцінці

Розрахунок нижньої межі Крамера-Рао (Cramer-Rao Lower Bound, CRLB) є одним із способів оцінки потенційної точності системи [100]. Використання саме цієї межі пов'язано з фактом, що в багатьох задачах оцінювання, оцінка, отримана методом максимальної ймовірності, є близькою до межі Крамера-Рао при високих значеннях відношення сигнал-шум. При значеннях ВСШ, нижчих певної порогової величини, середньоквадратична похибка функції оцінки суттєво відрізняється від величин нижньої межі Крамера-Рао. Таким чином, при величинах ВСШ, нижчих за певне порогове значення, межа Крамера-Рао не дає можливості передбачити поведінку функції оцінки.

В роботі [39] за допомогою чисельних розрахунків було показано, що точність оцінки параметрів в МІМО радарях може бути підвищена за рахунок збільшення кількості передавальних та приймальних позицій. Це також призводить до зсуву порогової точки ВСШ в сторону менших значень. При цьому варто пам'ятати, що порогова точка визначена тільки функцією оцінки, а не обмеженням Крамера-Рао. Збільшення передавальних та приймальних по-

зицій дозволяє отримати кращу оцінку (наприклад, це дозволяє зменшити дисперсію похибки в процесі оцінки параметрів).

Крім основних параметрів, таких як час затримки та доплерівська частота прийнятого сигналу, оцінюються також так звані другорядні параметри (прикладом є амплітуда прийнятого сигналу). Точність оцінки основних параметрів залежить від точності оцінки другорядних параметрів [66], [95]. Більш того, амплітуда сигналу (яка є прямопропорційною ЕПР цілі) є випадковою величиною, яка може бути описана відповідною функцією густини ймовірності [82]. Гібридне обмеження Крамера-Рао дозволяє знайти дисперсію похибки оцінки основних параметрів, враховуючи, що один з оцінюваних параметрів є випадковим [100]. Було показано, що не існує функції оцінки зі скінченною дисперсією для цілей, ЕПР яких описується Релеєвським розподілом амплітуди (флуктуаційна модель цілі Сверлінг-1) [15]. В той час як для моделі Сверлінг-4, таку оцінку можна розрахувати.

Існують також інші обмеження, такі як обмеження Баранкіна та обмеження Зів-Закай. В роботі [71] обмеження Баранкіна було виведено для оцінки ефективності функції оцінки та для оцінки порогового значення відношення сигнал-шум. Незважаючи на те, що обмеження Баранкіна дозволяє отримати інформацію про ефективність функції оцінки, дане обмеження, не дозволяє врахувати апріорі відому інформацію про параметр оцінки. Передбачення ефективності функції оцінки, з врахуванням апріорної інформації про самі параметри, може бути отримано за допомогою розрахунку межі Зів-Закай [108]. Це обмеження є зміщеним та ґрунтується на моделі випадкових параметрів з заздалегідь відомим розподілом. Для даного обмеження дуже складно отримати аналітичний вираз для розрахунку, оскільки сама межа розраховується на основі статистичної інформації.

Дане дисертаційне дослідження спрямоване на розробку методу оцінки потенційної точності вимірювання параметрів цілі в багатопозиційних ра-

діолокаційних системах. Розробка такого методу складається з двох задач. *Перша задача* включає в себе вибір параметру, за допомогою якого можна описати потенційну точність вимірювання параметрів цілі залежно від: положення цілі, вектору її швидкості та ЕПР; параметрів сигналу, параметрів кожної РЛС, параметрів системи та положення передавальних і приймальних позицій. Даним параметром було обрано нижню межу Крамера-Рао.

Друга задача полягає в тому, щоб використовуючи обрану функцію, що характеризує потенційну точність оцінки параметрів в БПРЛС, розробити метод оптимізації кількості і топології передавальних і приймальних антен. Залежно від вимог користувачів, така функція може грати роль цільової функції або функції, що використовується як обмеження в алгоритмі оптимізації. Врахування параметрів системи та цілі при розрахунку значень межі Крамера-Рао дозволяє отримати оптимальну топологію системи, в якій враховано дані параметри. В даному дисертаційному дослідженні запропоновано використовувати основну ідею підходу "compressive sensing" з використанням конвексних алгоритмів, яка полягає в знаходженні *мінімальної* кількості передавальних та приймальних позицій БПРЛС при обмеженні на точність вимірювання параметрів цілі. Крім того, було розроблено жадібні алгоритми для знаходження *фіксованої* кількості передавальних та приймальних позицій БПРЛС, що дозволяють отримати максимальну точність оцінки параметрів цілі.

1.3 Якісні характеристики роботи багатопозиційних радіолокаційних систем

1.3.1 Рівняння радіолокації

Як було зазначено в попередніх розділах, бістатична РЛС відрізняється від моностатичної рознесенням в просторі її передавальних та приймальних

позицій (рис. 1.5). В бістатичних радіолокаторах вимірюють відстань від цілі до радару, носить назву *бістатичної* і є сумою відстаней передавач-ціль та ціль-приймач. Рівняння радіолокації для бістатичних РЛС має вигляд:

$$SNR = \frac{P_r}{P_n} = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2 \sigma_b}{(4\pi)^3 B k T_0 N_{rec} R_t^2 R_r^2}, \quad (1.1)$$

P_t – це потужність випроміненого сигналу, P_r – це потужність прийнятого сигналу, P_n – це потужність шуму, G_t, G_r – коефіцієнти підсилення передавальної та приймальної антен, σ_b – ефективна площа розсіювання (ЕПР), B – ширина смуги пропускання, k – стала Больцмана; T_0 – температура шуму, N_{rec} – потужність шуму на вході приймача, R_t та R_r – це відстані передавач-ціль та приймач-ціль; для моностатичної РЛС $R_t = R_r = R$.

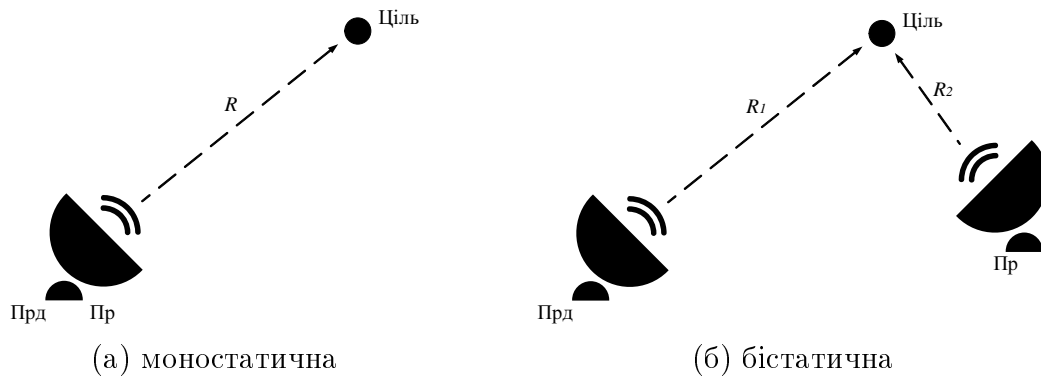


Рис. 1.5 Архітектура РЛС

Ступінь рознесення в просторі передавальних та приймальних антен впливає на розподіл величини відношення сигнал-шум. Для бістатичної РЛС розподіл має форму овалів Кассіні [91]. Якщо записати рівняння радіолокації для бістатичної РЛС у вигляді:

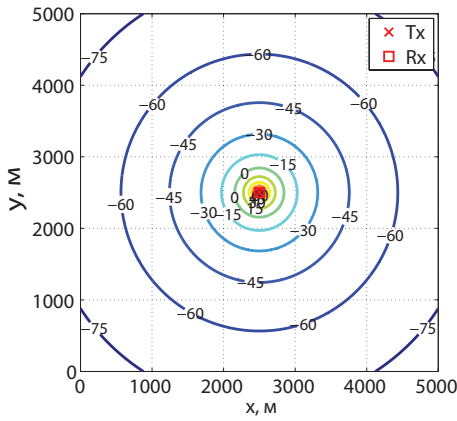
$$R_t R_r = \sqrt{\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_b}{(4\pi)^3 B k T_0 N_f SNR}} = \sqrt{K/SNR}, \quad (1.2)$$

де K – число, що характеризує усі параметри РЛС, крім SNR. Дана форма запису є еквівалентною виразу, що описує овали Кассіні – контури зі сталим

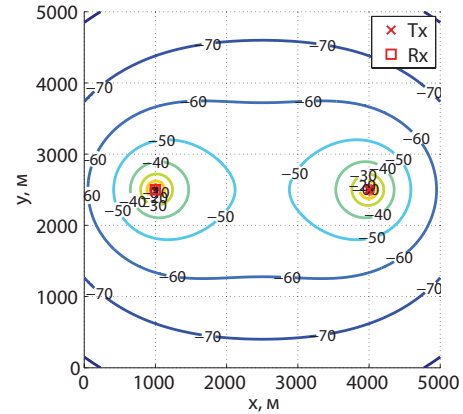
значенням добутку відстаней від двох точок, що знаходяться на відстані b :

$$r_1 r_2 = b, \quad (1.3)$$

В бістатичній РЛС дані точки відповідають положенням передавальних та приймальних позицій. На рис.1.6 зображено розподіл відношення сигнал-шум для різних положень цілі. Для бістатичної РЛС даний розподіл має форму овалів Кассіні (рис. 1.6б).



(а) моностатична РЛС



(б) бістатична РЛС

Рис. 1.6 Розподіл величини відношення сигнал-шум

Рівняння радіолокації для БПРЛС має вигляд [97]:

$$SNR_{net.} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \frac{P_{ti} G_{ti} G_{rj} \lambda_i^2 \sigma_{bij}}{(4\pi)^3 B_i k T_0 N_{fij} R_{ti}^2 R_{rj}^2}, \quad (1.4)$$

де M – це кількість передавальних позицій; N – це кількість приймальних позицій. Дане рівняння базується на припущеннях, що мережа радіолокаторів є просторово - когерентною, тобто приймальні та передавальні позиції даної мережі синхронізовані по часу та використовується кооперативний режим обробки сигналів. Також зроблено припущення, що ціль відбиває прийнятий

сигнал однаково в усі напрямки (активна ціль) або ж є ізотропним джерелом випромінювання. Це є результатом однакової величини ефективної площі розсіювання (ЕПР) в усіх напрямках. В найпростішому випадку, коли параметри РЛС для кожної пари передавач - приймач є однаковими, рівняння радіолокації для мережі радіолокаторів спрощується до вигляду:

$$SNR_{net.} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_b}{(4\pi)^3 B k T_0 N_f} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \frac{1}{R_{ti}^2 R_{rj}^2}. \quad (1.5)$$

З даного рівняння очевидно, що положення окремих РЛС мережі впливає на загальну чутливість системи БПРЛС. На рис.1.7 зображено розподіл величин SNR в системі БПРЛС, що складається з трьох моностатичних радіолокаторів.

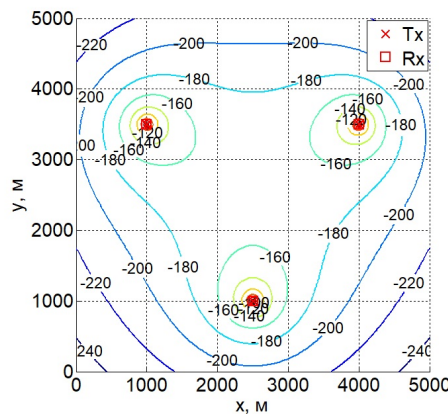


Рис. 1.7 Розподіл величини відношення сигнал-шум для БПРЛС

1.3.2 Функція невизначеності

Поняття *функції невизначеності* було вперше запропоновано Ф. Вудвардом на початку 50-х років. Функція невизначеності об'єднує поняття зжимання імпульсу та узгодженої фільтрації. Дана функція описує властивості радіолокаційних сигналів: роздільну здатність, міру невизначеності, теоретичну точність вимірювання та ступінь заглушення завад. Функція невизначеності

стала основним інструментом при аналізі, синтезі та дослідженні радіолокаційних сигналів, оскільки дозволяє визначити їх основні властивості. Будь-яка функція невизначеності має максимальне значення в початку координат. Це означає, що вихідний сигнал є максимальним тоді, коли фільтр приймача РЛС узгоджений з дальністю та швидкістю цілі. На практиці така узгодженість фільтру означає, що фільтр 1) стробується в момент часу, що відповідає часу розповсюдження сигналу до цілі і назад при заданій дальності і те, що 2) фільтр налаштовано на доплерівський зсув частоти, що відповідає радіальній швидкості цілі. Цілі на дальностях та швидкостях таких, що функція $|\chi(\tau, f_D)| \approx |\chi(0, 0)|$, є нероздільними для РЛС. Ширина піку функції в околі точки $(0, 0)$ визначає роздільну здатність даного сигналу. Інші піки функції, що віддалені від точки $(0, 0)$, відповідають невизначеностям сигналу.

Моностатична РЛС. Для вузькосмугового сигналу функція невизначеності має вигляд:

$$\chi(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t - \tau)e^{j2\pi f_D t} dt, \quad (1.6)$$

де $s(t)$ – випромінений сигнал; τ – час затримки, що відповідає положенню цілі; f_D – доплерівська частота прийнятого сигналу.

Бістатична РЛС. Оскільки в бістатичній РЛС положення передавальної (Tx) та приймальної (Rx) позицій відіграють важливу роль, функція невизначеності $\chi(\tau, f_D)$ для даного типу РЛС визначається як [99]:

$$\chi(R_{R_H}, R_{R_A}, v_H, v_A, \theta_R, L) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau_A(R_{R_A}, \theta_R, L))s^*(t - \tau_H(R_{R_H}, \theta_R, L))e^{-j2\pi(f_{D_H}(R_{R_H}, \theta_R, L) - f_{D_A}(R_{R_A}, \theta_R, L))t} dt, \quad (1.7)$$

де індекси H та A означають гіпотетичну та дійсну величини; відповідні кути,

відстані та швидкості зображено на рис.1.8.

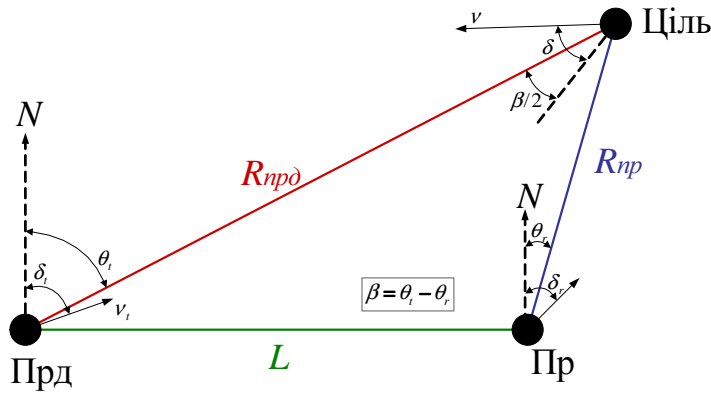


Рис. 1.8 Вимірювання параметрів цілі в бістатичній РЛС

Варто зазначити, що аналогічно до відстані, швидкість цілі в бістатичній РЛС називається *бістатичною* швидкістю.

Багатопозиційна РЛС. Функція невизначеності для БПРЛС сформульована на основі розрахунку функцій невизначеності для кожної окремої бістатичної РЛС мережі. Припускаючи, що мережа РЛС є когерентною, в усіх приймачах випромінюються однакові форми сигналів та ЕПР цілі є однаковою для усіх приймальних позицій, порядок розрахунку функції невизначеності БПРЛС є наступним [16].

- 1) Розраховується функція невизначеності для кожної пари передавач-приймач.
- 2) Визначається ваговий множник для кожної пари передавач-приймач:

$$\omega_{ij} = \frac{P_{ij}}{\max(P_{ij})}, \quad (1.8)$$

де P_{ij} – потужність прийнятого сигналу в j -му приймачі, випроміненого i -им передавачем.

- 3) Функція невизначеності БПРЛС обчислюється на основі попередніх розрахунків:

$$\chi_{mult.} = \frac{1}{N^2 M^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M |\omega_{ij} \chi_{ij}|^2, \quad (1.9)$$

де N та M – кількість передавальних та приймальних позицій багатопозиційної РЛС відповідно.

1.3.3 Роздільна здатність

Здатність РЛС розділяти дві цілі з близькими значеннями параметрів називається *роздільною здатністю*. Виділяють роздільну здатність по відстані та роздільну здатність по радіальній швидкості. Роздільна здатність по відстані – це здатність РЛС розділяти дві чи більше цілей, що мають однакову швидкість (азимут), але знаходяться на різній відстані відносно РЛС. Здатність розділення цілей по відстані залежить від ширини смуги пропускання випроміненого сигналу, типу та розміру цілей, ефективності обробки прийнятого сигналу та індикатора. Ширина смуги пропускання є найголовнішим параметром, що визначає роздільну здатність по відстані. Роздільна здатність РЛС з максимальними показниками ефективності є пропорційною половині ширини імпульсу випроміненого сигналу тривалістю τ [94]. Теоретична роздільна здатність по відстані та по радіальній швидкості для моностатичної РЛС розраховуються наступним чином [9]:

$$\delta R_{mono} = \frac{c}{2B}, \quad (1.10)$$

$$\delta V_{mono} = \frac{\lambda}{2T_{int}}, \quad (1.11)$$

де c – швидкість розповсюдження світла, B – ширина смуги пропускання, λ – довжина хвилі випроміненого сигналу, T_{int} – тривалість імпульсу випроміненого сигналу.

Для бістатичної РЛС, роздільні здатності по дальності та по радіальній швидкості залежать від бістатичного кута β (рис.1.9) і розраховуються на-

ступним чином:

$$\delta R_{bist.} = \frac{c}{2B \cos(\beta/2)}. \quad (1.12)$$

$$\delta V_{bist.} = \frac{\lambda}{2T_{int} \cos(\beta/2)}. \quad (1.13)$$

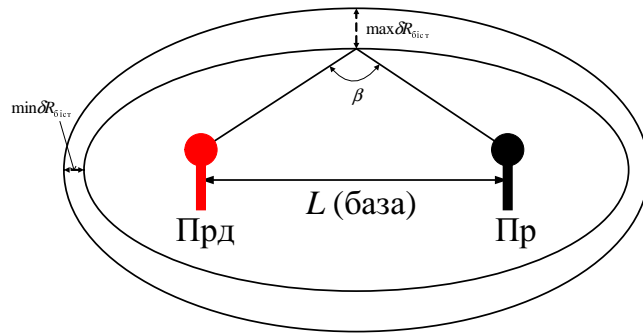


Рис. 1.9 Схематичне зображення залежності роздільної здатності бістатичної РЛС від бістатичного кута β

Таким чином, для різних величин бістатичного кута β роздільна здатність бістатичної РЛС буде різною. Графік залежності роздільної здатності від бістатичного кута при різних величинах ширини смуги пропускання зображено на рис.1.10.

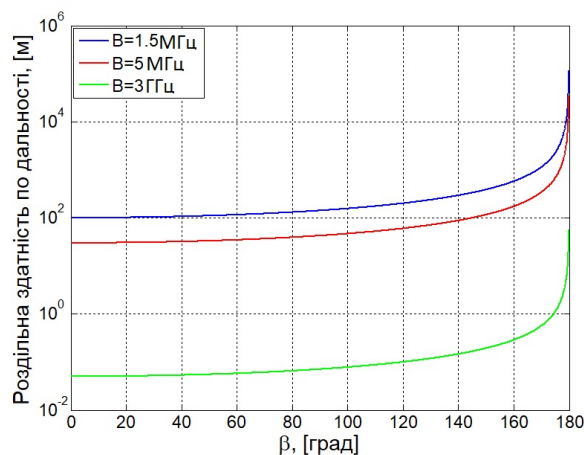


Рис. 1.10 Залежність роздільної здатності бістатичної РЛС від бістатичного кута β

1.3.4 Дальність радіогоризонту

Радіозв'язок на частотах вище 30 МГц можливий тільки, в основному, в межах радіогоризонту – відстані прямого проходження радіохвиль з врахуванням сферичності земної поверхні в зоні так званої прямої чи оптичної видимості. В даному випадку дальність зв'язку буде залежати від висоти підйому антен (рис.1.11).

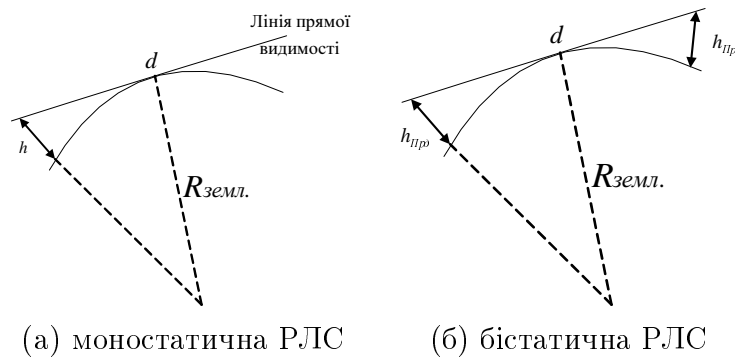


Рис. 1.11 Поняття радіогоризонту

Розрахунок радіогоризонту дозволяє оцінити дальність дії РЛС при заданій висоті антени:

$$d_{monost} = \sqrt{2h\frac{4}{3}R}, \quad (1.14)$$

де h – висота антени, $R = 6350$ км – екваторіальний радіус Землі. Дане рівняння (1.14) дозволяє розрахувати дальність радіогоризонту для моностатичної РЛС при заданій висоті антени. Для бістатичної РЛС необхідно враховувати висоти антен передавальної та приймальної позицій:

$$d_{bist} = \sqrt{2h_{Tx}\frac{4}{3}R} + \sqrt{2h_{Rx}\frac{4}{3}R}. \quad (1.15)$$

Вираз (1.15) також може бути використаний для розрахунку радіогоризонту при заданій висоті цілі для передавальної та приймальної антен окремо:

$$r_{Tx/Rx} = \sqrt{2h_{Tx}\frac{4}{3}R} + \sqrt{2h_t\frac{4}{3}R}. \quad (1.16)$$

Рівняння (1.15) та (1.16) характеризують дальність дії передавальної (приймальної) позиції для потенційної висоти цілі h_t . Залежність величини радіогоризонту для висот цілі $h_t = 3$ км та $h_t = 1.5$ км показано на рис.1.12.

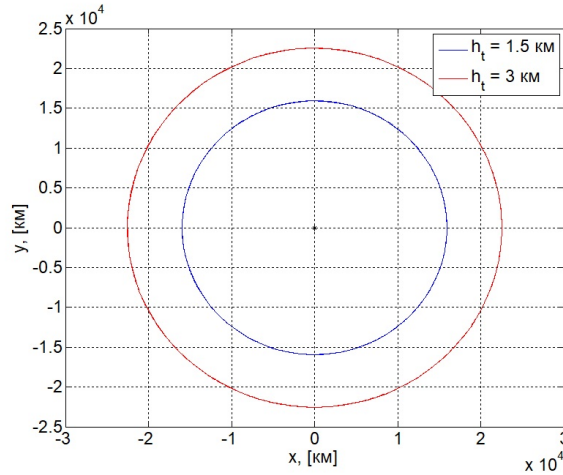


Рис. 1.12 Залежність радіогоризонту від висоти цілі

1.4 Статистичні характеристики роботи багатопозиційних радіолокаційних систем

Нерівність Крамера-Рао. Нерівність Крамера-Рао використовується в теорії оцінювання та математичній статистиці для знаходження нижньої границі дисперсії функції оцінки детермінованих параметрів [53]. В найпростішій формі, нерівність Крамера-Рао говорить про те, що дисперсія будь-якої функції оцінки не може бути меншою величиною, ніж обернене значення інформації Фішера. Незміщена функція оцінки, яка дозволяє отримати нижню межу дисперсії, вважається ефективною. Нерівність Крамера-Рао може також використовуватись для обмеження дисперсії зміщеної функції оцінки (при відомому зміщенні). Тобто, знаючи нижню межу дисперсії, можна сказати, що фізично не існує такої функції оцінки, яка дасть меншу дисперсію похибки.

Нерівність Крамера-Рао для одного параметру. Для масиву вимірних даних $\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$, розміром N , що залежить від невідомого параметру

θ , функція оцінки даного параметру має вигляд:

$$\hat{\theta} = g(x_0, x_1, \dots, x_{N-1}), \quad (1.17)$$

де g – деяка функція.

В даній роботі припускається, що похибки вимірювань розподілені за нормальним законом розподілу. Тобто, функція розподілу ймовірностей даних має вигляд:

$$p(\mathbf{x}, \theta) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N/2}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - \theta)^2\right], \quad (1.18)$$

де σ^2 – дисперсія вимірюваних даних.

Припускається, що функція розподілу ймовірностей $p(\mathbf{x}, \theta)$ задовольняє умову:

$$E\left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{x}, \theta)}{\partial \theta}\right] = 0 \quad (\forall \theta), \quad (1.19)$$

де позначення $E[\cdot]$ означає середнє значення, яке в даному випадку розраховується відносно $p(\mathbf{x}, \theta)$. Часткова похідна розраховується для відомих значень величини параметру θ . Величина дисперсії будь-якої незміщеної функції оцінки $\hat{\theta}$ повинна задовольняти умову [53]:

$$\text{Var}(\hat{\theta}) \geq \frac{1}{I(\theta)}, \quad (1.20)$$

Знаменник виразу (1.20) є інформацією Фішера $I(\theta)$ для вимірювань \mathbf{x} :

$$I(\theta) = -E\left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{x}, \theta)}{\partial \theta}\right]. \quad (1.21)$$

Нерівність Крамера-Рао для кількох параметрів сигналу, що вимірюються в умовах гаусівського шуму. Інформаційна матриця Фішера для вектору параметрів сигналу, що вимірюються в умовах гаусівського шуму має

вигляд:

$$\left[\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta}) \right]_{ij} = \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \right]^T \mathbf{C}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} \right] + \frac{1}{2} \text{tr} \left[\mathbf{C}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \mathbf{C}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j} \right], \quad (1.22)$$

де $\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} = \left[\frac{\partial [\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})]_1}{\partial \theta_i} \frac{\partial [\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})]_2}{\partial \theta_i} \dots \frac{\partial [\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})]_N}{\partial \theta_i} \right]$ – матриця Якобі, в якій $\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})$ – вектор середніх значень, розміром $N \times 1$; $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})$ – коваріаційна матриця оцінюваних параметрів, розміром $N \times N$.

$$\frac{\partial \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} = \begin{bmatrix} \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{11}}{\partial \theta_j} & \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{12}}{\partial \theta_i} & \dots & \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{1N}}{\partial \theta_i} \\ \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{21}}{\partial \theta_i} & \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{22}}{\partial \theta_i} & \dots & \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{2N}}{\partial \theta_i} \\ \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{31}}{\partial \theta_i} & \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{32}}{\partial \theta_i} & \dots & \frac{\partial [\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})]_{3N}}{\partial \theta_i} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Таким чином, $\mathbf{x} \sim N(\boldsymbol{\mu}, (\boldsymbol{\theta}), \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}))$. Даний вираз означає, що величини вектору параметрів \mathbf{x} розподілені за нормальним (гаусівським) законом з середнім значенням $\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})$ та матрицею коваріацій $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})$.

Вимірювання параметрів в умовах білого гаусівського шуму. Якщо припустити, що середнє значення шуму дорівнює нулю, а дисперсія σ_N^2 , то шум, присутній у вимірюваннях, описуватиметься такими властивостями:

- 1) $\langle \xi_N \xi_M \rangle = 0$ – властивість некорельованого (білого) шуму;
- 2) $\langle \xi_N \rangle = 0$ – нульове середнє значення;
- 3) $\langle \xi_N^2 \rangle = \sigma_N^2$ – дисперсія шуму.

Загальний вигляд елементів коваріаційної матриці наступний [53]:

$$C_{nm} = \langle (\langle \omega_n \rangle - \omega_n)(\langle \omega_m \rangle - \omega_m)^T \rangle \quad (1.24)$$

Враховуючи описані вище властивості, елементи матриці коваріацій для

шуму мають вигляд:

$$C_{ij} = \langle \xi_i \xi_j \rangle = 0, \quad (i \neq j); \quad (1.25)$$

$$C_{ij} = \langle \xi_i^2 \rangle = \sigma_i^2, \quad (i = j). \quad (1.26)$$

Таким чином, матриця коваріацій для шуму має вигляд:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_N^2 \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

Нехай $\hat{\theta}$ – це функція оцінки вектору параметрів θ на основі вимірювань. За визначенням нерівності Крамера-Рао, матриця коваріацій даної функції оцінки повинна задовольняти нерівність:

$$\mathbf{C} \geq \mathbf{J}^{-1} \quad (1.28)$$

або

$$\langle (\langle \theta_n \rangle - \hat{\theta}_n) (\langle \theta_m \rangle - \hat{\theta}_m) \rangle \geq \mathbf{J}^{-1} \quad (1.29)$$

Позначення $\mathbf{A} \geq \mathbf{B}$ (де \mathbf{A} і \mathbf{B} – матриці) означає, що матриця $\mathbf{A} - \mathbf{B}$ є напівдодатньовизначеною.

Оскільки в моделі прийнято, що похибка ξ_N не залежить від вектору параметрів θ , то другий доданок виразу (1.22) інформаційної матриці Фішера рівний нулю:

$$\left[\mathbf{I}(\theta) \right]_{ij} = \left[\frac{\partial \mu(\theta)}{\partial \theta_i} \right]^T \mathbf{C}^{-1}(\theta) \left[\frac{\partial \mu(\theta)}{\partial \theta_j} \right], \quad (1.30)$$

або

$$\left[\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta}) \right]_{ij} = \sum_N \frac{\partial f_N}{\partial \theta_i} \frac{1}{\sigma_N^2} \frac{\partial f_N}{\partial \theta_j}, \quad (1.31)$$

де f_N – це (нелінійна) функція залежності параметрів оцінки від вимірних величин; $i = 1, \dots, N$, $j = 1, \dots, N$. Тобто в даному випадку ми маємо інформаційну матрицю Фішера розміром $N \times N$.

При $i = j$, з виразу (1.30), дисперсії величин вектору параметрів $\boldsymbol{\theta}$ задовольняють умову:

$$\text{Var}(\theta_i) \geq (I^{-1})_{ii}. \quad (1.32)$$

Таким чином, знаючи інформаційну матрицю Фішера, можна знайти величини дисперсій параметрів оцінки. Такими параметрами в даній роботі є координати та швидкість цілі: $\boldsymbol{\theta} = [x, y, z, v_x, v_y, v_z]$. Детальні викладки нерівності Крамера-Рао для оцінки параметрів цілі в мережі радіолокаторів неперервної дії будуть наведені в розділі 2.

1.5 Постановка задач дослідження

Метою дослідження даної роботи, в якій об'єктом дослідження є процеси визначення параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах, а предметом дослідження є методи та алгоритми оптимізації, що застосовуються для знаходження оптимальної топології багатопозиційних радіолокаційних систем, яка в свою чергу визначається максимальною точністю оцінки параметрів цілі, є подальший розвиток методу оцінки потенційної точності вимірювання кінематичних параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах та методів оптимізації структури (кількості та топології) багатопозиційних радіолокаційних систем з метою забезпечення вимог до точності оцінки кінематичних параметрів цілі. Для досягнення поставленої мети по-

трібно виконати наступне:

- 1) дослідити та проаналізувати методи вимірювання кінематичних параметрів цілі та характеристик роботи в багатопозиційних радіолокаційних системах;
- 2) розробити статистичну модель оцінки точності вимірювання часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією сигналу з врахуванням діаграми направленості антени, параметрів зондувального сигналу, типу вимірювань та параметрів цілі;
- 3) вдосконалити метод оцінки точності вимірювання координат та вектору швидкості цілі в БПРЛС, що базується на моделі оцінки точності часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією сигналу, з врахуванням архітектури окремих РЛС та режиму прийому сигналів;
- 4) виконати порівняльний аналіз точності оцінки кінематичних параметрів цілі в системах БПРЛС різних типів, що відрізняються між собою архітектурою та режимом прийому сигналів;
- 5) виконати порівняльний аналіз точності локалізації цілі при різних параметрах зондувального сигналу та параметрах оцінки сигналу;
- 6) вибрати критерій оптимальності для характеристики точності оцінки параметрів цілі в БПРЛС при розв'язанні задачі знаходження оптимальної кількості та топології окремих РЛС системи БПРЛС;
- 7) вдосконалити методи оптимізації кількості та топології БПРЛС з моностатичною та бістатичною архітектурою на базі алгоритмів конвексної та жадібною оптимізації;
- 8) виконати порівняльний аналіз результатів алгоритмів оптимізації з використанням різних цільових функцій при розв'язку задачі знаходження оптимальної топології систем БПРЛС різних типів.

Висновки до розділу 1

В даному розділі було зроблено наступне.

- 1) Наведено класифікацію багатопозиційних радіолокаційних систем та визначено тип систем, що розглядаються в даній кваліфікаційній роботі.
- 2) Проаналізовано основні переваги БПРЛС, в порівнянні з однією РЛС, якими є наступні:
 - підвищення ймовірності виявлення цілей, особливо що стосується цілей з низькими швидкостями;
 - підвищення точності класифікації цілей та точності оцінки параметрів однієї цілі, без збільшення кількості приймальних та передавальних антен;
 - сумісна обробка даних з кількох РЛС дозволяє оцінити положення цілі та побудувати її траєкторію в тривимірному просторі.
- 3) Розглянуто технічні задачі, що виникають на етапі проектування та технічної експлуатації.
- 4) Проаналізовано основні методи оцінки параметрів цілі в БПРЛС та критерії оцінки, що можуть слугувати цільовими функціями при знаходженні оптимальної топології БПРЛС. В результаті аналізу показано, що чутливість мережі радіолокаторів залежить не тільки від параметрів окремих РЛС, системи БПРЛС та параметрів цілі, але й також від положення окремих РЛС відносно одна одної та відносно цілі. Це дає можливість оперувати зміною положень позицій окремих РЛС з метою формування зони покриття, де забезпечується необхідна точність оцінки параметрів цілі.
- 5) Обґрунтовано вибір критеріїв, що використовуються в даній кваліфікаційній роботі для аналізу точності оцінки параметрів цілі в БПРЛС

та в якості цільових функцій для знаходження оптимальної топології БПРЛС.

б) Виконано аналіз рішень, що наводяться в науковій літературі для розв'язку даних задач; та наведено основні відмінності від завдань, поставлених в даному дисертаційному дослідженні. На основі проведеного аналізу, сформовано дві основні задачі дисертаційного дослідження.

– *Перша задача* включає в себе вибір параметру, за допомогою якого можна описати потенційну точність вимірювання параметрів цілі залежно від: положення цілі, вектору її швидкості та ЕПР; параметрів сигналу, параметрів кожної РЛС, параметрів системи та положення передавальних і приймальних позицій. Даним параметром було обрано нижню межу Крамера-Рао.

– *Друга задача* полягає в тому, щоб використовуючи обрану функцію, що характеризує потенційну точність оцінки параметрів в БПРЛС, розробити метод оптимізації кількості і топології передавальних і приймальних антен. Залежно від вимог користувачів, така функція може грати роль цільової функції або функції, що використовується як обмеження в алгоритмі оптимізації. Врахування параметрів системи та цілі при розрахунку значень межі Крамера-Рао дозволяє отримати оптимальну топологію системи, в якій враховано дані параметри.

В загальному, багатопозиційні РЛС мають багато переваг перед моноста-тичними. Проте, концепція такої системи не встановлена остаточно і потребує багато досліджень та розробок для впровадження її в реальність.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА МЕТОДУ ОЦІНКИ ПОТЕНЦІЙНОЇ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЦІЛІ В БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

2.1 Модель системи

Без обмеження на узагальненість моделі, в даному розділі розглядається БПРЛС бістатичної архітектури з кооперативним режимом прийому сигналів (рис. 2.1). Дана система складається з РЛС неперервної дії з частотною модуляцією. Принцип роботи даної РЛС описано в додатку А. Моностатична БПРЛС з кооперативним або автономним режимами прийому сигналів є частковими випадками системи, що розглядається. Нехай N – це кількість бістатичних пар передавач-приймач, що при кооперативному режимі прийому сигналу визначається як добуток кількості передавальних (N_t) та приймальних (N_r) позицій $N = N_t N_r$ (в автономному режимі обробки сигналів кількість бістатичних пар є сумою передавальних та приймальних позицій $N = N_t + N_r$). Тоді загальна нелінійна модель вимірювання в БПРЛС має вигляд

$$\mathbf{y} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\alpha}) + \boldsymbol{\xi}, \quad (2.1)$$

де $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{(N_t N_r)Q}$ – це вектор вимірювань, Q – це кількість семплів вимірюного сигналу за повний час інтегрування в одній РЛС, $\boldsymbol{\alpha} \in \mathbb{R}^K$ – це вектор параметрів оцінки, \mathbf{f} – це нелінійна векторна функція, $\boldsymbol{\xi} \in \mathbb{R}^{(N_t N_r)Q}$ – це шум вимірювань.

Аналогічно до рівняння (2.1), ми визначаємо сигнал, відбитий від рухомої цілі як

$$y^{(n)}(t) = f^{(n)}(t; \boldsymbol{\alpha}) + \xi^{(n)}(t), \quad (2.2)$$

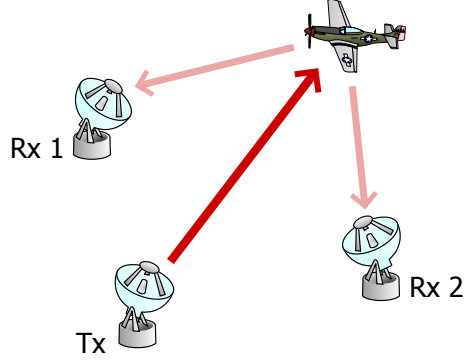


Рис. 2.1 Багатопозиційна система бістатичних РЛС з кооперативним прийомом сигналів

де $\boldsymbol{\alpha} = [x, y, z, v_x, v_y, v_z]^T$ – це вектор параметрів оцінки; $\xi(t)^{(n)}$ – це незалежний гаусівський шум з нульовим середнім значенням та дисперсією σ^2 ; нелінійною функцією є сигнал, відбитий від цілі:

$$f^{(n)}(t; \boldsymbol{\alpha}) = A^{(n)} \exp(-j(t - \tau^{(n)})\omega_d^{(n)})x^{(n)}(t - \tau^{(n)}) \quad (2.3)$$

$x^{(n)}(t - \tau^{(n)})$ – це сигнал, відбитий від цілі;

$A^{(n)} = |A^{(n)}| \exp(j\varphi^{(n)})$ – це амплітуда відбитого сигналу; $\tau^{(n)}$ – це час затримки сигналу, пропорційний відстані до цілі $R^{(n)}$

$$\tau^{(n)} = \frac{R^{(n)}}{c} = \frac{R_t^{(n_t)} + R_r^{(n_r)}}{c}, \quad (2.4)$$

де $R_t^{(n_t)}$ та $R_r^{(n_r)}$ це відстані від n_t го передавача та n_r го приймача до цілі; $n_t = 1, \dots, N_t$, та $n_r = 1, \dots, N_r$.

$$R_t^{(n_t)} = \sqrt{(x - x_t^{(n_t)})^2 + (y - y_t^{(n_t)})^2 + (z - z_t^{(n_t)})^2}, \quad (2.5)$$

$$R_r^{(n_r)} = \sqrt{(x - x_r^{(n_r)})^2 + (y - y_r^{(n_r)})^2 + (z - z_r^{(n_r)})^2}, \quad (2.6)$$

c – швидкість світла; (x, y, z) , $(x_t^{(n_t)}, y_t^{(n_t)}, z_t^{(n_t)})$, $(x_r^{(n_r)}, y_r^{(n_r)}, z_r^{(n_r)})$ – це векто-

ри координат цілі, n_t -го передавача та n_r -го приймача. Доплерівська частота вимірюваного сигналу $f_d^{(n)} = \omega_d^{(n)}/2\pi$ в n -ій парі передавач-приймач визначається радіальними компонентами швидкості цілі в напрямку до n_t -го передавача та n_r -го приймача

$$f_d^{(n)} = \frac{f_c^{(n_t)}}{c} \left(\frac{\partial R_t^{(n_t)}}{\partial t} + \frac{\partial R_r^{(n_r)}}{\partial t} \right), \quad (2.7)$$

де $\partial R_t^{(n_t)}/\partial t = (\mathbf{v}_x(x - x_t^{(n_t)}) + \mathbf{v}_y(y - y_t^{(n_t)}) + \mathbf{v}_z(z - z_t^{(n_t)}))/R_t^{(n_t)}$ та $\partial R_r^{(n_r)}/\partial t = (\mathbf{v}_x(x - x_r^{(n_r)}) + \mathbf{v}_y(y - y_r^{(n_r)}) + \mathbf{v}_z(z - z_r^{(n_r)}))/R_r^{(n_r)}$ та $\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y, \mathbf{v}_z$ проекції вектору швидкості \mathbf{v} цілі на координатні осі x, y, z . В даній моделі припускається, що сигнали окремих РЛС є ортогональними в частотній чи часовій областях, що мінімізує можливість між радіолокаційними станціями та дає можливість розділяти сигнали від різних РЛС на вході однієї приймальної антени. Процедури виявлення та оцінки параметрів сигналу реалізуються в кожній РЛС. Дані вимірювання посилаються в центральний процесор обробки даних і використовуються для оцінки тривимірного положення цілі. Модель однієї цілі, ЕПР якої є сталою під час часу інтегрування та описується моделлю Сверлінг 1, розглядається в даному розділі. Якщо ж в зоні дії РЛС більше ніж одна ціль, то процедурі знаходження тривимірного положення цілі передують алгоритм асоціації даних вимірювань окремих РЛС з цілями. Припускається також, що ефект багатошляхового поширення хвиль мінімізується під час виявлення та оцінки параметрів цілі в одній РЛС. Затухання сигналу за час проходження відстані РЛС-ціль розраховується, використовуючи рівняння радіолокації (1.4). Теоретичні та експериментальні результати дослідження ефекту багатошляхового поширення хвиль в багатопозиційних РЛС наведено в додатку Б.

2.2 Оцінка часу затримки та доплерівської частоти сигналу лінійно-частотної модуляції

Сигнал лінійно-частотної модуляції описується рівнянням:

$$x^{(n)}(t) = A_0 \exp\left(jt \left[\omega_c + \text{frac}\left(\frac{t}{T_s}\right) \Delta\omega \right]\right), \quad (2.8)$$

де $A_0 = |A_0| \exp(j\varphi_0)$ це амплітуда випроміненого сигналу, $\omega_c = 2\pi f_c$, f_c це несуча частота сигналу, $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$, Δf це ширина смуги пропускання, $n = 1, \dots, N$, T_s це час імпульсу ЛЧМ; $0 < t < DT_s$, D це кількість імпульсів інтегрування. Сигнал, відбитий від рухомої цілі, на вході приймальної РЛС описується рівнянням (2.1) при $N = 1$. Окрім часу затримки та доплерівської частоти, в кожній з приймальних РЛС вимірюється також і амплітуда сигналу $A^{(n)}$. Таким чином, загальна кількість параметрів оцінки в одній РЛС є рівною чотирьом $K = 4$: $\psi = [\tau, \omega_d, |A|, \varphi]$. Проте, ні абсолютне значення амплітуди $|A|$, ні її фаза φ не використовуються для оцінки вектору положення цілі та її швидкості. Тому в даній моделі, амплітуда сигналу є другорядним параметром.

Виведення повної матриці Фішера з врахуванням усіх параметрів є більш складним математично. Вираз, наведений в роботі [66], дозволяє знайти нижні границі дисперсій похибок з врахуванням оцінки величин, що не використовуються в подальших алгоритмах оцінки. Даний вираз дозволяє знайти елементи матриці Фішера через функцію невизначеності сигналу:

$$I_{\theta_i\theta_j} = I_{\theta_j\theta_i} = -\frac{|A|^2}{N_0} \frac{\partial^2 |\chi(\tau, \omega_d)|^2}{\partial\theta_i\partial\theta_j}, \quad (2.9)$$

де χ – функція невизначеності:

$$\chi(\tau, \omega_d) = \frac{\int_0^{MT_s} s(t)s^*(t - \tau) \exp(i\omega_d \tau) dt}{\int_0^{MT_s} s(t)s^*(t) dt}. \quad (2.10)$$

Для РЛС неперервної дії з ЛЧМ, функція невизначеності сигналу визначається наступним чином:

$$|\chi(\tau, \omega_d)| = \frac{\sin\left(\tau\Delta\omega - \frac{\omega_d T_s}{2}\right)}{\left(\tau\Delta\omega - \frac{\omega_d T_s}{2}\right)} \times \frac{\sin\left(\frac{M\omega_d T_s}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega_d T_s}{2}\right)} \times \frac{1}{M}. \quad (2.11)$$

Введемо наступні позначення:

$$\frac{T_s \omega_d}{2} = y, \quad \tau\Delta\omega - \frac{T_s \omega_d}{2} = x. \quad (2.12)$$

Тоді маємо:

$$\sin\left(\frac{MT_s \Delta\omega}{2}\right) = \sin(My); \quad \sin\left(\frac{T_s \Delta\omega}{2}\right) = \sin(y). \quad (2.13)$$

Таким чином, функція невизначеності має вигляд:

$$|\chi(\tau, \omega_d)| = \frac{1}{M} \cdot \frac{\sin(My)}{\sin y} \cdot \frac{\sin x}{x}. \quad (2.14)$$

Перед тим, як розраховувати елементи матриці Фішера, розкладемо члени функції невизначеності в ряд Тейлора:

$$|\chi(\tau, \omega_d)| \approx 1 + \frac{1 - M^2}{6} y^2 - \frac{x^2}{6} - \frac{x^2 y^2 (1 - M^2)}{36}. \quad (2.15)$$

Таким чином,

$$|\chi(\tau, \omega_d)| \approx 1 - \left[\frac{x^2}{6} - y^2 \frac{1 - M^2}{6} \right]. \quad (2.16)$$

Квадратичне значення функції невизначеності має вигляд:

$$|\chi(\tau, \omega_d)|^2 \approx 1 - \frac{1}{3} \left[\tau^2 \Delta\omega^2 - \tau \Delta\omega \omega_d T_s + \frac{M^2 T_s^2 \omega_d}{4} \right]. \quad (2.17)$$

Похідні функції невизначеності за параметрами вектору оцінки мають вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 |\chi(\tau, \omega_d)|^2}{\partial \tau^2} &= -\frac{2}{3} \Delta\omega^2; \\ \frac{\partial^2 |\chi(\tau, \omega_d)|^2}{\partial \tau \partial \omega_d} &= \frac{1}{3} \Delta\omega T_s; \\ \frac{\partial^2 |\chi(\tau, \omega_d)|^2}{\partial \omega_d^2} &= -\frac{1}{6} M^2 T_s^2. \end{aligned}$$

Відповідні елементи матриці Фішера:

$$I_{\tau\tau} = -SNR \cdot \left(-\frac{2}{3} \Delta\omega^2 \right) = SNR \left(\frac{2}{3} \Delta\omega^2 \right); \quad (2.18)$$

$$I_{\tau\omega_d} = -SNR \frac{1}{3} \Delta\omega T_s; \quad (2.19)$$

$$I_{\omega_d\omega_d} = -SNR \cdot \left(-\frac{1}{6} M^2 T_s^2 \right) = SNR \cdot \left(\frac{1}{6} M^2 T_s^2 \right). \quad (2.20)$$

Таким чином, матриця Фішера для оцінки параметрів сигналу в одній РЛС набуває вигляду:

$$I = SNR \cdot \begin{pmatrix} \frac{2}{3} \Delta\omega^2 & -\frac{1}{3} \Delta\omega T_s \\ -\frac{1}{3} \Delta\omega T_s & \frac{1}{6} M^2 T_s^2 \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

Обернена матриця Фішера:

$$I^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{3}{2\Delta\omega^2} & \frac{3}{\Delta\omega T_s M^2} \\ \frac{3}{\Delta\omega T_s M^2} & \frac{6}{T_s^2 M^2} \end{pmatrix} \cdot SNR^{-1}. \quad (2.22)$$

Нижні границі на дисперсії похибок функції оцінки:

$$\text{Var}(\tau) = \sigma_{\tau\tau}^2 = \frac{3}{2} \frac{1}{\Delta\omega^2 SNR}; \quad (2.23)$$

$$\text{Var}(\omega_d) = \sigma_{\omega_d\omega_d}^2 = \frac{6}{T_s^2 M^2 SNR}; \quad (2.24)$$

де відношення сигнал-шум визначається як:

$$SNR = \frac{|A|^2}{N_0}. \quad (2.25)$$

Примітка: в наступних розділах аналізуватиметься ефективність оцінки параметрів цілі в мережі РЛС, що вимірюють час затримки сигналу та доплерівську частоту. Також буде наведено порівняння мереж РЛС, що вимірюють тільки затримку сигналу, або ж тільки доплерівську частоту з мережею, де одночасно вимірюються ці два параметри. При вимірюванні тільки часу затримки сигналу або ж його доплерівської частоти, кількість інформації, що використовуватиметься для оцінки параметрів цілі буде меншою, відповідно. Для таких випадків, на нижні границі на дисперсії похибок оцінки параметрів сигналу $\sigma_{(\tau\tau)'}^2$ та $\sigma_{(\omega_d\omega_d)'}^2$ мають вигляд:

$$\text{Var}(\tau') = \sigma_{(\tau\tau)'}^2 = 2 \cdot \frac{3}{2} \frac{1}{\Delta\omega^2 SNR} = \frac{3}{\Delta\omega^2 SNR}; \quad (2.26)$$

$$\text{Var}(\omega_d') = \sigma_{(\omega_d\omega_d)'}^2 = 2 \cdot \frac{6}{T_s^2 M^2 SNR} = \frac{12}{T_s^2 M^2 SNR}. \quad (2.27)$$

2.3 Оцінка координат та вектору швидкості цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах

Потенційна точність оцінки вектору параметрів цілі в БПРЛС на основі вимірювань часу затримки та доплерівської частоти сигналу буде проаналізовано в наступному розділі. Для цих цілей розглядаються три моделі вимірювань: 1) оцінка вектору координат цілі з вимірювань часу затримки сигналу; 2) оцінка вектору координат та/або швидкості цілі з вимірювань доплерівської частоти сигналу; 3) оцінка вектору координат та/або швидкості цілі з вимірювань часу затримки та доплерівської частоти сигналу (вимірювання доплерівської частоти використовуються як для оцінки вектору положення так і швидкості цілі). В усіх трьох моделях вимірювань припускається, що оцінка вектору параметрів цілі виконується в два кроки, як було зазначено вище. Першим кроком є оцінка часу затримки сигналу та його доплерівської частоти в одній РЛС. А другим кроком є оцінка вектору координат та швидкості цілі. Таким чином, для виведення нижніх границь на дисперсії похибок оцінки параметрів цілі використовується ланцюгове правило: [53]

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}) = \mathbf{H}^T \mathbf{I}(\boldsymbol{\psi}) \mathbf{H}, \quad (2.28)$$

де

$$\mathbf{H} = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial \boldsymbol{\alpha}} \quad (2.29)$$

це матриця Якобі, розміром $N \times K$, де K це кількість параметрів оцінки. Для трьох моделей вимірювань дана матриця матиме вигляд:

$$1) \boldsymbol{\alpha} = [x, y, z], \boldsymbol{\psi} = \tau,$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial x} & \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial y} & \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial z} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial x} & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial y} & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial z} \end{bmatrix}; \quad (2.30)$$

$$2) \quad \boldsymbol{\alpha} = [x, y, z, v_x, v_y, v_z], \quad \boldsymbol{\psi} = \omega_d,$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial x} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial y} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial z} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial v_x} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial v_y} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial v_z} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial x} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial y} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial z} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_x} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_y} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_z} \end{bmatrix}; \quad (2.31)$$

$$3) \quad \boldsymbol{\alpha} = [x, y, z, v_x, v_y, v_z], \quad \boldsymbol{\psi} = [\tau, \omega_d],$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial x} & \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial y} & \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial z} & \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial v_x} & \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial v_y} & \frac{\partial \tau^{(1)}}{\partial v_z} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial x} & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial y} & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial z} & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial v_x} & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial v_y} & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial v_z} \\ \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial x} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial y} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial z} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial v_x} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial v_y} & \frac{\partial \omega_d^{(1)}}{\partial v_z} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial x} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial y} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial z} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_x} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_y} & \frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_z} \end{bmatrix}; \quad (2.32)$$

Часткові похідні функції часу затримки та доплерівської частоти по координатах та вектору швидкості цілі мають вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial x} &= \frac{1}{c} \left(\frac{(x - x_t^{(n_t)})}{R_t^{(n_t)}} + \frac{(x - x_r^{(n_r)})}{R_r^{(n_r)}} \right); & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial v_x} &= 0; \\ \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial y} &= \frac{1}{c} \left(\frac{(y - y_t^{(n_t)})}{R_t^{(n_t)}} + \frac{(y - y_r^{(n_r)})}{R_r^{(n_r)}} \right); & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial v_y} &= 0; \\ \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial z} &= \frac{1}{c} \left(\frac{(z - z_t^{(n_t)})}{R_t^{(n_t)}} + \frac{(z - z_r^{(n_r)})}{R_r^{(n_r)}} \right); & \frac{\partial \tau^{(n)}}{\partial v_z} &= 0. \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial x} &= \frac{\omega_c}{c} \left(\frac{(R_t^{(n_t)})^2 v_x - b_t^{(n_t)}(x - x_t^{(n_t)})}{(R_t^{(n_t)})^3} + \frac{(R_r^{(n_r)})^2 v_x - b_r^{(n_r)}(x - x_r^{(n_r)})}{(R_r^{(n_r)})^3} \right); \\
\frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial y} &= \frac{\omega_c}{c} \left(\frac{(R_t^{(n_t)})^2 v_y - b_t^{(n_t)}(y - y_t^{(n_t)})}{(R_t^{(n_t)})^3} + \frac{(R_r^{(n_r)})^2 v_y - b_r^{(n_r)}(y - y_r^{(n_r)})}{(R_r^{(n_r)})^3} \right); \\
\frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial z} &= \frac{\omega_c}{c} \left(\frac{(R_t^{(n_t)})^2 v_z - b_t^{(n_t)}(z - z_t^{(n_t)})}{(R_t^{(n_t)})^3} + \frac{(R_r^{(n_r)})^2 v_z - b_r^{(n_r)}(z - z_r^{(n_r)})}{(R_r^{(n_r)})^3} \right); \\
\frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_x} &= \frac{\omega_c}{c} \left(\frac{(x - x_t^{(n_t)})}{R_t^{(n_t)}} + \frac{(x - x_r^{(n_r)})}{R_r^{(n_r)}} \right); \\
\frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_y} &= \frac{\omega_c}{c} \left(\frac{(y - y_t^{(n_t)})}{R_t^{(n_t)}} + \frac{(y - y_r^{(n_r)})}{R_r^{(n_r)}} \right); \\
\frac{\partial \omega_d^{(n)}}{\partial v_z} &= \frac{\omega_c}{c} \left(\frac{(z - z_t^{(n_t)})}{R_t^{(n_t)}} + \frac{(z - z_r^{(n_r)})}{R_r^{(n_r)}} \right);
\end{aligned} \tag{2.34}$$

де

$$b_t^{(n_t)} = v_x(x - x_t^{(n_t)}) + v_y(y - y_t^{(n_t)}) + v_z(z - z_t^{(n_t)}).$$

Вирази для нижніх границь похибок оцінки векторів положення та швидкості цілі використовуватимуться для аналізу потенційної точності БПРЛС залежно від моделі вимірювання. Наприклад, використання інформації про час затримки та доплерівську частоту сигналу одночасно (третя модель вимірювання) дозволяє отримати вищу точність оцінки параметрів в БПРЛС, ніж використання тільки доплерівської частоти (друга модель вимірювання). Це вже можна побачити з матриці Якобі, що включає в два рази більше інформації відповідно до третьої моделі вимірювань (рівняння (2.31) та (2.32)). Таким чином, для отримання еквівалентної точності вимірювань в другій моделі, кількість (доплерівських) РЛС повинна бути принаймні в два рази більшою, ніж в третій моделі. Вплив моделі вимірювань на точність локалі-

зації цілі для різного числа РЛС буде проаналізовано в наступному розділі. Для цього вводяться наступні позначення:

$$\sigma_p = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2}, \quad (2.35)$$

$$\sigma_v = \sqrt{\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_y}^2 + \sigma_{v_z}^2}, \quad (2.36)$$

де $(\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2)$ та $(\sigma_{v_x}^2, \sigma_{v_y}^2, \sigma_{v_z}^2)$ це дисперсії похибок оцінки параметрів вектору положення та швидкості цілі, розраховані з матриці Фішера. Параметри σ_p та σ_v використовуються під загальною назвою точність оцінки положення та вектору швидкості цілі.

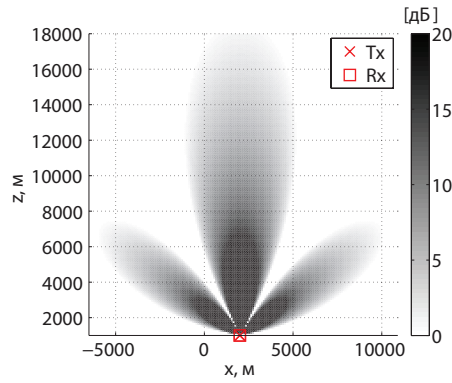
2.4 Включення характеристик діаграми направленості антени в інформаційну матрицю Фішера

Діаграма направленості (ДН) антени визначає залежність просторового розподілу випроміненої потужності. Таким чином, відношення сигнал-шум сигналів, прийнятих з різних напрямків, залежатиме не тільки від відстані РЛС-ціль, а й від діаграми направленості даної РЛС [8], як показано на рис. 2.2. В даній роботі запропоновано включити ДН в інформаційну матрицю Фішера шляхом включення залежності відношення сигнал-шум від відстані R , кута місця α та азимуту до цілі ϕ .

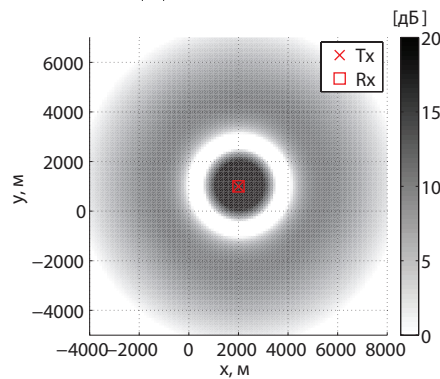
Таким чином, рівняння радіолокації матиме вигляд (1.1) as

$$SNR(\alpha, \phi, R) = \frac{P_t G^2(\alpha, \phi) RCS \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_{sys} N_{rec}} G_{proc}. \quad (2.37)$$

Фактично, вплив ДН на точність оцінки вектору параметрів цілі визначається шляхом залежності функцій дисперсій похибок оцінки часу затримки сигналу і доплерівської частоти від коефіцієнту підсилення антени: $\sigma_{\tau\tau}^2 = \sigma_{\tau\tau}^2(\alpha, \phi, R)$; $\sigma_{\omega_d\omega_d}^2 = \sigma_{\omega_d\omega_d}^2(\alpha, \phi, R)$. Перехід від сферичної до декартової системи коорди-



(а) площина Z-X



(б) площина Y-X (висота антени $h_t = 3000$) м

Рис. 2.2 Розподіл величини ВСПШ направленої антени

нат відбувається наступним чином: $x = R \sin \alpha \sin \phi$; $y = R \sin \alpha \cos \phi$; $z = R \cos \alpha$.

2.5 Аналіз потенційної точності оцінки параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах

В даному підрозділі буде проаналізовано потенційна точність оцінки кінематичних параметрів цілі в БПРЛС, використовуючи теоретичні результати попередніх підрозділів. Аналізуватиметься вплив архітектури РЛС, режиму обробки та параметрів сигналу, типу вимірювань, що використовуються для оцінки параметрів цілі. Також аналізуватиметься можливість підвищення точності оцінки шляхом використання сигналів від некооперативних джерел випромінювання, що використовуються в пасивних РЛС.

2.5.1 Вплив архітектури радіолокаційних станцій та ступеню автономності прийому сигналів

Ефективність роботи БПРЛС визначається її параметрами (такими як архітектура окремих РЛС, ступінь автономності прийому сигналів, тип вимірювань, що використовуються для локалізації цілі), кількістю та положенням окремих РЛС. Тому, потенційна точність оцінки положення цілі σ_p в БПРЛС з різним набором параметрів аналізуватиметься шляхом використання статистичного усереднення результатів, отриманих для 10^3 випадково згенерованих положень фіксованої кількості РЛС (з рівномірним законом розподілу) на площі розміром 500м × 500м, що варіюється в межах від 2 до 20 ($N = 2, \dots, 20$). В даному розділі розглядатимуться БПРЛС близької дії з параметрами, вказаними в Таблиці 2.1. Точність локалізації розраховується для 300 випадково згенерованих положень цілі за нормальним законом розподілу.

Таблиця 2.1

Параметри сигналу однієї РЛС

| Параметр | WiFi сигнал | ЛЧМ сигнал |
|--------------------------------------|---------------|---------------|
| Випромінювана потужність, P_t | 20 дБм (EIRP) | 10 дБм (EIRP) |
| Коефіцієнт підсилення антени, G | 8 дБ | 10 дБ |
| Несуча частота, f_c | 2.4ГГц | 25ГГц |
| Ширина смуги пропускання, Δf | 11МГц | 300МГц |
| Коефіцієнт шуму, F_n | 10 дБ | 8 дБ |
| Втрати системи, F_{syst} | 4 дБ | 15 дБ |
| Тривалість імпульсу/символу, T_s | 1мкс | 0.8мкс |
| Кількість імпульсів інтегрування | 512 | 512 |

На рис. 2.3 зображено залежність усередненої похибки локалізації цілі (σ_p) залежно від кількості моностатичних та бістатичних РЛС для автономного та кооперативного режимів прийому сигналів. Координати цілі оцінюються з використанням вимірювань часу затримки сигналу. Отримані результа-

ти демонструють наступне. По-перше, потенційна точність оцінки параметрів цілі як в моностатичних так і в бістатичних БПРЛС може бути підвищена за рахунок використання кооперативного режиму прийому сигналів. Кооперативний режим прийому сигналів дозволяє отримати більше вимірювань, забезпечуючи таким чином вище ВСШ та точність оцінки положення цілі, відповідно. По-друге, в БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів, просторове рознесення приймальної та передавальної антен не призводить до підвищення точності оцінки координат цілі. Це пояснюється тим, що занадто довга чи занадто коротка довжина бази, порівняно з відстанню до цілі, розриває контури сталих величин ВСШ або ж призводить до квазі-моностатичної архітектури РЛС. Як було показано в розділі 2, даний ефект можна проілюструвати за допомогою овалів Кассіні [52]. По-третє, при використанні кооперативного режиму прийому сигналів, БПРЛС моностатичної та бістатичної архітектури демонструють еквівалентну точність локалізації цілі. Таким чином, довжина бази, відстань передавач-ціль-приймач та бістатичний кут є базовими геометричними параметрами бістатичних РЛС, що впливають на точність системи БПРЛС. Далі було проаналізовано вплив різної величини бази $l = 0, 10, 20, \dots, 100$ м на точність локалізації цілі в бістатичних БПРЛС. Положення передавальних та приймальних антен моделюються наступним чином. Спочатку випадковим чином моделюються положення передавальних антен, а положення кооперативних приймальних антен моделюються випадковим чином на дузі кола з центром в положенні передавальної антени та радіусом l . На рис. 2.4 зображено залежність усередненої величини похибки локалізації цілі в бістатичній БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів для різних величин бази. Як видно з даного рисунку, результати для різних величин бази суттєво не відрізняються один від одного. Крім того, дані результати є близькими до результатів моностатичної БПРЛС, що відповідає нульовій величині бази ($l = 0$ м). Дані результати було усереднено для

різних величин бістатичних пар та зображено у формі гістограми на рис. 2.5. Точність локалізації цілі в БПРЛС з нульовою величиною бази є еквівалентною до точності, отриманої в мережі бістатичних РЛС з довжиною бази 10 м, 50 м, та 70 м. На рис. 2.6 зображено контурні графіки розподілу точності локалізації цілі в БПРЛС трьох різних типів: бістатичні БПРЛС з випадково згенерованою довжиною бази, бістатичні БПРЛС з довжиною бази 50 м та моностатичні БПРЛС. Відстані між приймальною та передавальною РЛС з довжиною бази порядку 200 м (рис.2.6а) призводять до низької точності системи БПРЛС за рахунок розриву контурів сталого значення ВСШ. В системі БПРЛС з довжиною бази порядку 50 м точність локалізації цілі є вищою і еквівалентною до точності системи моностатичних БПРЛС.

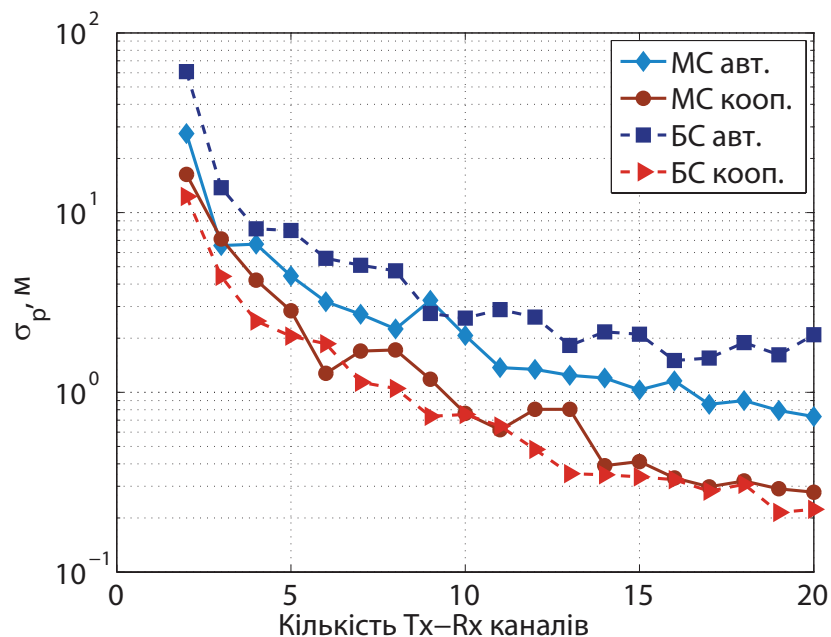


Рис. 2.3 Залежність похибки локалізації цілі від кількості каналів передавач-приймач (без обмежень на довжину бази бістатичних РЛС)

2.5.2 Вплив параметрів сигналу

В попередньому розділі було показано, що потенційна точність оцінки параметрів цілі в мережі БПРЛС залежить від кількості РЛС, їх положення,

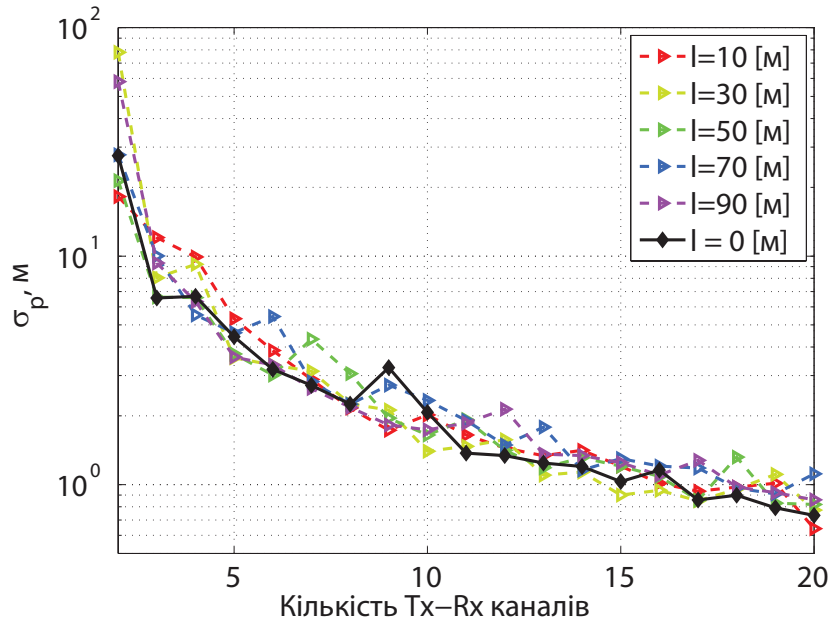


Рис. 2.4 Залежність похибки локалізації цілі від кількості бістатичних пар (з різними величинами бази) передавач-приймач з автономним режимом прийому сигналів

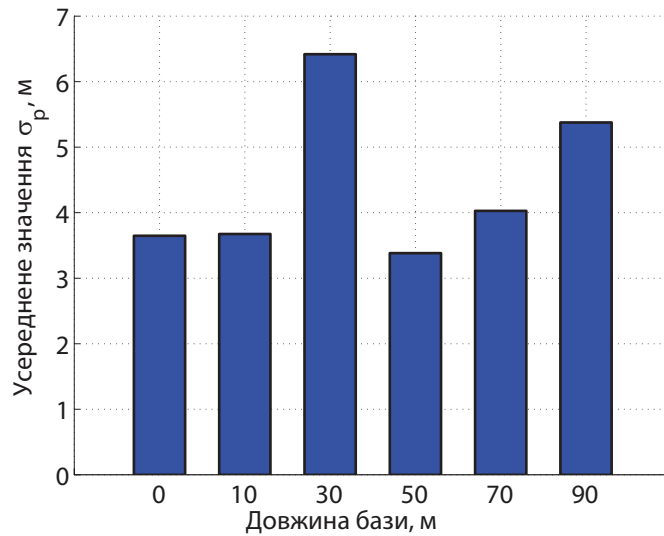
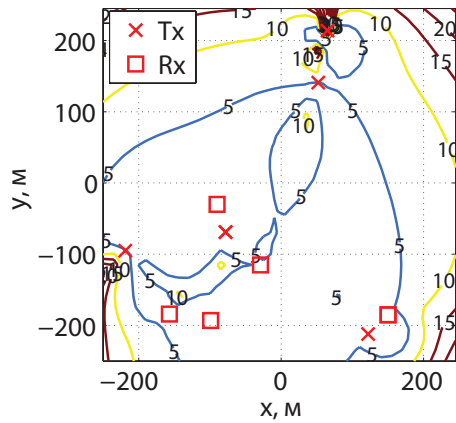
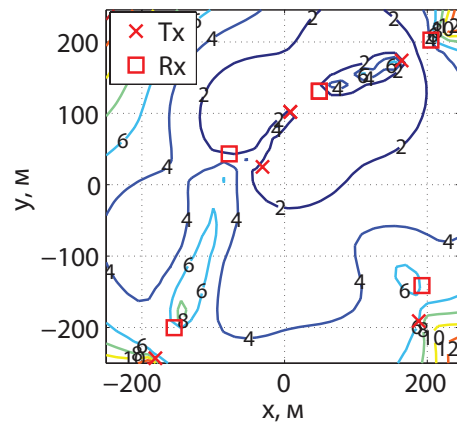


Рис. 2.5 Гістограма похибки локалізації цілі для різних величин бази в системі бістатичних БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів; значення похибки локалізації було усереднено для 19 величин числа каналів прийому-передачі ($N = 2, 3, \dots, 20$), в яких координати передавальних та приймальних позицій генерувалися випадковим чином 10^3 разів

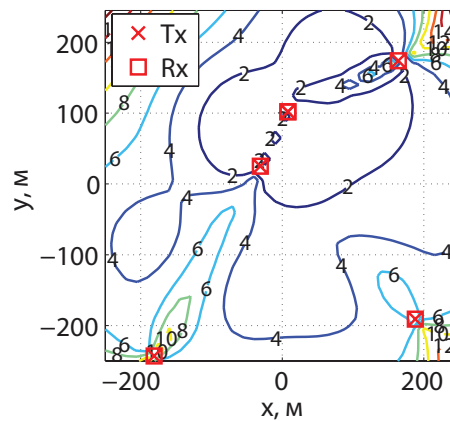
архітектури та режиму прийому сигналів. В загальному, чим більше каналів прийому-передачі в БПРЛС, тим вищою буде точність оцінки параметрів



(а) бістатичні РЛС без обмежень на довжину бази



(б) бістатичні РЛС з довжиною бази 50м



(в) моностатичні РЛС

Рис. 2.6 Розподіл величини похибки локалізації цілі (σ_p , м) в БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів

цілі в системі. Проте, нижня та верхня границі потенційної точності визначаються такими параметрами РЛС, як величина випроміненої потужності, ширина смуги пропускання та час інтегрування [44]. Тому в даному параграфі аналізуватиметься вплив даних параметрів на потенційну точність системи БПРЛС. Для аналізу було вибрано систему моностатичних БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів та параметрами окремих РЛС, вказаними в Таблиці 2.1. Залежність похибки локалізації цілі від кількості каналів передавач-приймач для даного типу БПРЛС та БПРЛС з різними значеннями ширини смуги пропускання $\Delta f = [200, 400, 500]$ МГц зображено на рис. 2.7. З даного рисунка видно, що еквівалентну точність мережі з десяти РЛС

з шириною смуги пропускання 300 МГц можна отримати в мережі з п'яти РЛС з шириною смуги пропускання 500 МГц. Причиною є те, що в двох типах мереж, величини загальної смуги пропускання мережі є майже однаковими і рівні 3 ГГц та 2.5 відповідно. Незважаючи на те, що точність оцінки часу затримки в окремій РЛС визначається величиною ширини смуги пропускання, точність оцінки положення цілі в ПБРЛС є прямопропорційною добутку ширини смуги пропускання та кількості каналів передачі (це буде продемонстровано нижче). Аналогічно, вища точність оцінки параметрів цілі в БПРЛС може бути отримана за рахунок збільшення часу інтегрування, що дозволяє зменшити необхідну кількість РЛС для забезпечення сталих вимог до точності (рис.2.8). знову ж таки. в кінцевому результаті збільшується величина ВСШ за рахунок усереднення більшої кількості вимірювань. Проте, необхідно мати на увазі, що при спостереженні за рухомими цілями, занадто довгий час інтегрування призводить до погіршення точності оцінки часу затримки сигналу, створюючи ефект міграції відстані.

Збільшення величини випроміненої потужності в кожній з РЛС системи є теж однією з можливостей зменшити кількість РЛС, необхідних для задоволення відповідних вимог до точності, як показано на рис. 2.9.

В попередніх результатах моделювання було зроблено припущення, що сигнали, випромінені різними передавачами є ортогональними між собою, що забезпечує їх розділення на вході приймальних антен. Існує три найбільш поширені методи забезпечення ортогональності сигналів [17]: 1) часове розділення; 2) частотне розділення; 3) кодове розділення. Деякі реалізації ортогональності сигналів для МІМО РЛС неперервної дії з частотною модуляцією запропоновано в роботах [6], [22].

Оскільки частотне розділення сигналів вимагає чіткого розділення основних частот випромінених сигналів, збільшення ширини смуги пропускання для великої кількості передавачів в системі БПРЛС, як показано на рис. 2.7,

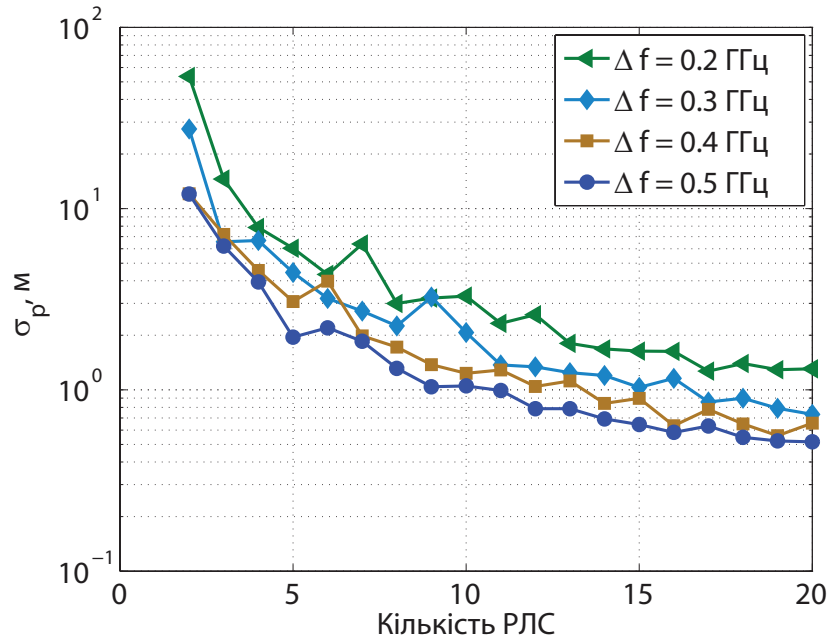


Рис. 2.7 Залежність похибки локалізації цілі від кількості моностатичних РЛС (з автономним режимом прийому сигналів) при різних величинах ширини смуги пропускання Δf

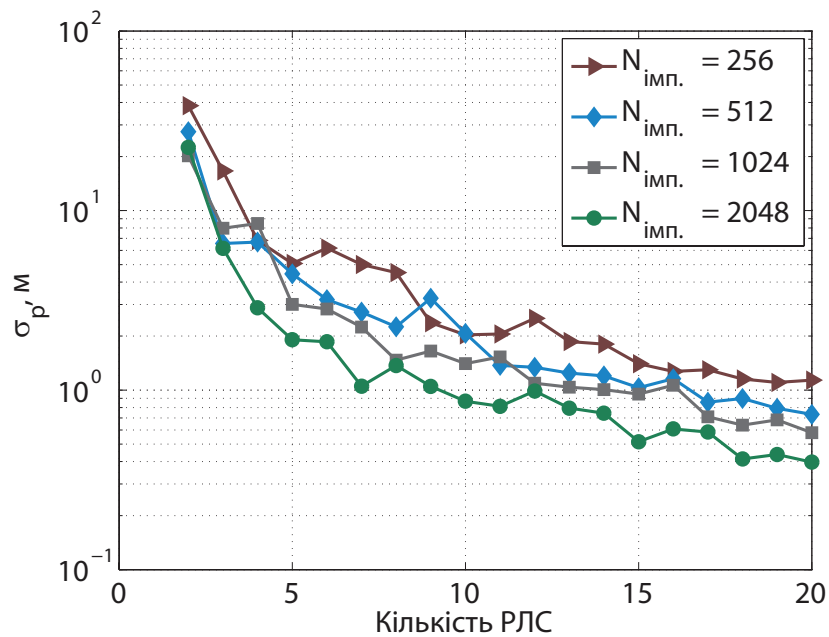


Рис. 2.8 Залежність похибки локалізації цілі від кількості моностатичних РЛС (з автономним режимом прийому сигналів) при різних значеннях кількості імпульсів інтегрування

призведе до перекриття робочих частот. Проте, за рахунок простоти реалізації, частотне розділення сигналів часто використовується. Тому буде про-

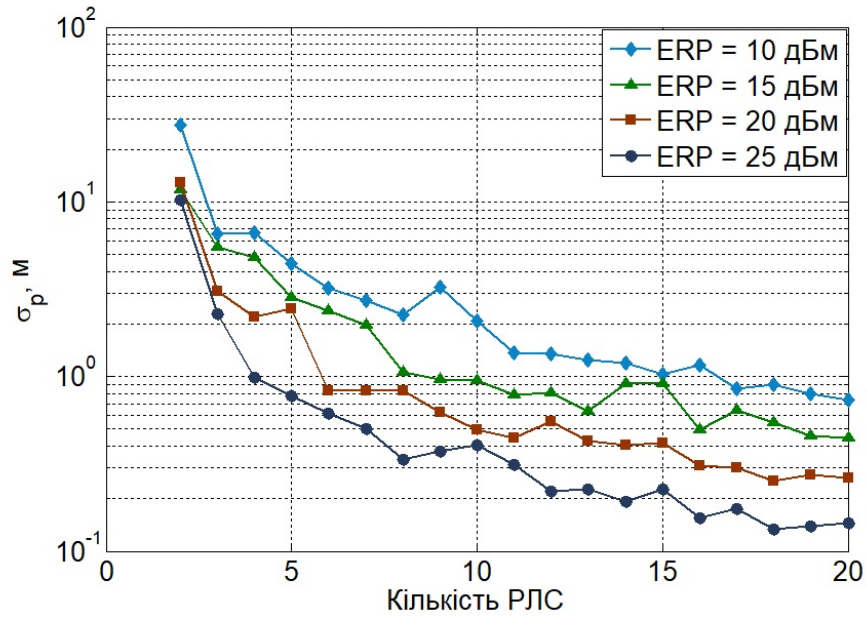


Рис. 2.9 Залежність похибки локалізації цілі від кількості моностатичних РЛС (з автономним режимом прийому сигналів) для різних величин випроміненої потужності

аналізовано точність оцінки параметрів цілі в мережі БПРЛС залежно від кількості РЛС з різними величинами ширини смуги пропускання. В даному моделюванні припускається, що повна ширина смуги пропускання системи є рівною 1 ГГц. Ширина смуги окремої РЛС є різною при різній кількості РЛС в системі (Таблиця 2.2).

Таблиця 2.2

Присвоєння ширини смуги пропускання

| Кількість Тх | 2 | 4 | 6 | 8 | 10 | 12 | 14 | 16 | 18 | 20 |
|------------------|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|----|----|----|
| Δf , МГц | 500 | 250 | 160 | 125 | 100 | 80 | 70 | 60 | 55 | 50 |

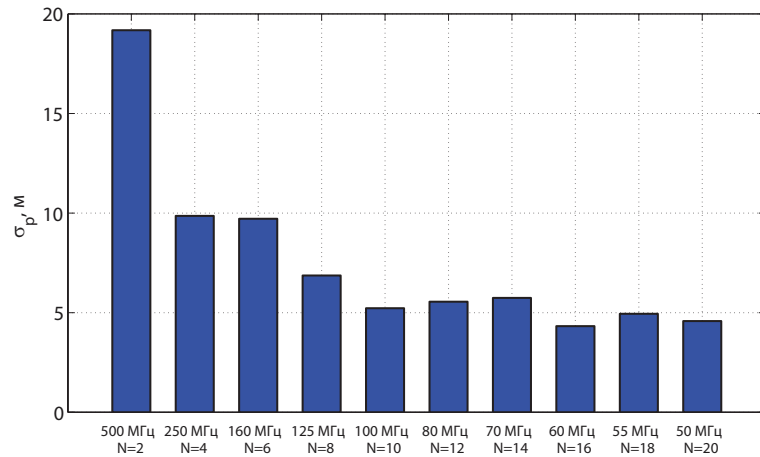
На рис. 2.10 зображено гістограми усередненого значення похибки локалізації цілі для різної кількості моностатичних РЛС та різної величини ширини смуги пропускання. Як видно з даного рисунку, вплив даних двох параметрів носить різний характер для двох режимів прийому сигналів. По-перше, збільшення ширини смуги пропускання в два рази дозволяє зменшити кількість РЛС в два рази відповідно при сталому значенні похибки локалізації. Дана залежність прослідковується для БПРЛС з кооперативним режимом прийо-

му сигналів для $N = 4$ та $N = 8$; $N = 10$ та $N = 20$. Для БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів така залежність прослідковується для $N = 10$ та $N = 20$. По-друге, в БПРЛС з кооперативним режимом прийому сигналу, похибка локалізації цілі практично не змінюється при зміні кількості РЛС та ширини смуги пропускання, починаючи з $N = 4$ РЛС при $\Delta f = 250$ МГц величини ширини смуги пропускання. Це означає, що кількість РЛС може бути суттєво зменшена за умови, що ширина смуги пропускання кожної з РЛС буде збільшена. По-третє, в БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів, зміни величини усередненого значення похибки локалізації цілі є нехтовними, починаючи з $N = 10$ РЛС з шириною смуги пропускання $\Delta f = 100$ МГц.

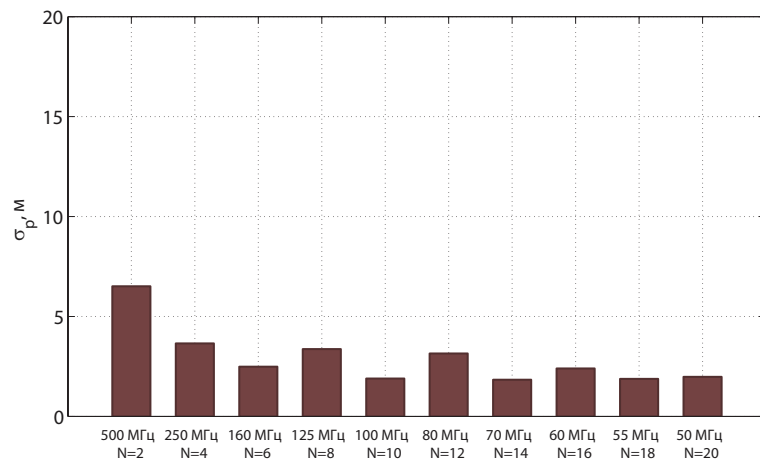
Таким чином, при правильному виборі параметрів РЛС, можна підвищити точність оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС, не збільшуючи їх кількість. Наприклад, для отримання точності локалізації цілі порядку $\sigma_p = 1$ м в мережі з п'яти РЛС, можна шляхом збільшення ширини смуги пропускання до 500 МГц або ж підвищення ЕВП на 5 дБм. Для забезпечення виконання умови ортогональності сигналів перевага віддається підвищенню ЕВП. Ще одним варіантом є збільшення часу інтегрування, що також необхідно проводити з врахуванням наявності рухомих цілей. При обмеженій кількості РЛС, наприклад $N = 5$, еквівалентна точність оцінки параметрів цілі до точності, що досягається в мережі з $N = 10$ РЛС, може бути отримана шляхом збільшення ширини смуги пропускання до 400 МГц або ж збільшенням ефективної величини випромінюваної потужності до 20 дБм. Альтернативою також може бути зменшення коефіцієнту шуму на вході приймальних РЛС.

2.5.3 Вплив типу вимірювань на точність локалізації цілі

Незважаючи на те, що в РЛС неперервної дії з ЛЧМ модуляцією вимірюються час затримки сигналу і доплерівська частота, для отримання попередніх



(а) автономний режим прийому сигналів



(б) кооперативний режим прийому сигналів

Рис. 2.10 Залежність похибки локалізації цілі від кількості РЛС та величини ширини смуги пропускання

результатів використовувалась модель, в якій для локалізації цілі використовувався тільки час затримки сигналу. В даному параграфі буде проаналізовано вплив типу вимірювань на потенційну точність оцінки положення цілі в БПРЛС. Порівнюватиметься точність локалізації цілі в БПРЛС для трьох моделей вимірювань: 1) час затримки сигналу; 2) доплерівська частота сигналу; 3) час затримки і доплерівська частота сигналу.

Графіки залежності точності локалізації цілі від кількості моностатичних РЛС для першої та другої моделей вимірювань зображено на рис. 2.11. Незважаючи на те, що точність локалізації цілі з використанням вимірювань

доплерівської частоти сигналу (друга модель) збільшується зі збільшенням швидкості цілі, використання вимірювань часу затримки сигналу дозволяє отримати вищу точність локалізації цілі навіть за низької роздільної здатності. Оскільки точність локалізації погіршується з погіршенням роздільної здатності (рис. 2.7 та рис. 2.11), еквівалентна точність з використанням вимірювань доплерівської частоти до точності отриманої з використанням часу затримки сигналу, може бути отримана при локалізації цілей з високою швидкістю в мережі РЛС з вузькою шириною смуги пропускання (порядку 50 МГц або менше). Проте, навіть за таких умов похибка локалізації цілі порядку 10^2 м є занадто великою для РЛС близької дії.

Залежність похибки локалізації цілі від кількості моностатичних РЛС для першої та третьої моделей вимірювань зображено на рис. 2.12. Як видно з рис.2.12, вплив швидкості цілі в третій моделі вимірювань не є таким очевидним, як в другій моделі. Крім того, доцільність використання вимірювань доплерівської частоти неоднозначна і залежить від роздільної здатності РЛС по відстані: для РЛС низької роздільної здатності, використання вимірювань доплерівської частоти з вимірюваннями часу затримки дозволяє підвищити точність локалізації цілі. Водночас, використання вимірювань доплерівської частоти в РЛС високої роздільної здатності по відстані, не дає суттєвого покращення точності локалізації цілі і, таким чином, не є практичним.

Таким чином, використання вимірювань доплерівської частоти та вимірювань часу затримки сигналу дозволяє отримати еквівалентну точність локалізації рухомих цілей (з великим значенням швидкості) в мережі РЛС низької роздільної здатності по відстані. Проте, отримана точність в такому випадку є досить низькою (порядку 10^2 м). Але одночасне використання вимірювань доплерівської частоти з вимірюваннями часу затримки сигналу в мережі таких РЛС (низької роздільної здатності по відстані) дозволяє суттєво підвищити точність локалізації цілей.

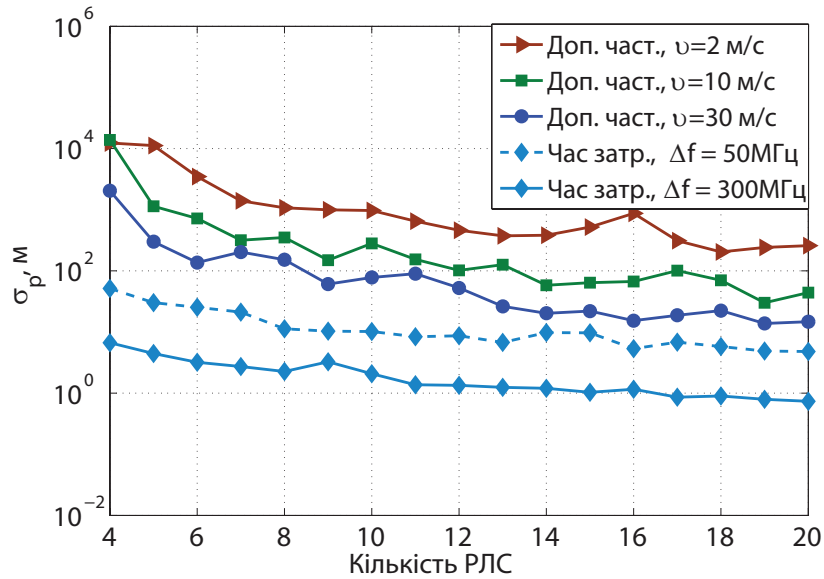
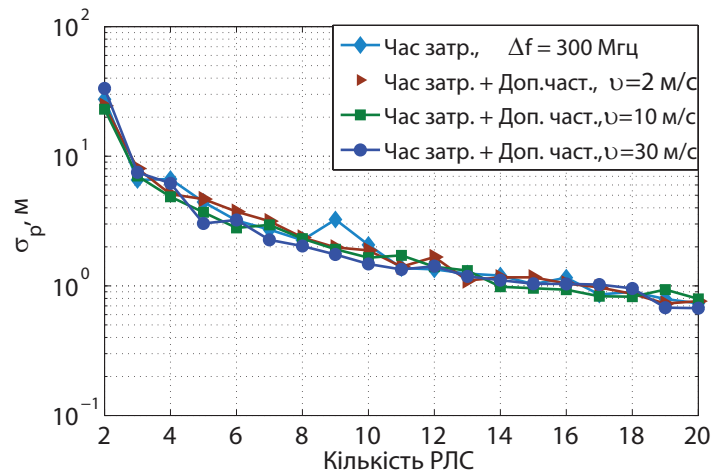


Рис. 2.11 Залежність точності локалізації цілі від кількості моностатичних РЛС для першої та другої моделей вимірювань

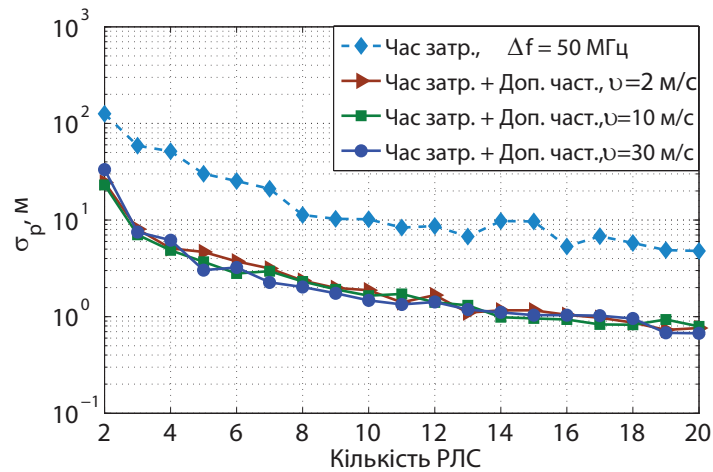
2.5.4 Об'єднання вимірювань активних та пасивних радіолокаційних станцій

В даному параграфі буде проаналізовано можливість підвищення точності оцінки параметрів цілі в системі активних БПРЛС шляхом використання вимірювань від некооперативних передавачів. А саме, розглядатиметься можливість використання сигналу WiFi передавачів. Пасивний прийом сигналів від некооперативних передавачів шляхом використання так званої відлікової антени (антени, що приймає сигнал безпосередньо від джерела випромінювання) та антени, що приймає сигнал некооперативного передавача, відбитий від цілі, формують концепцію пасивної когерентної локалізації (passive coherent location (PCL)). На рис. 2.13 зображено основний принцип роботи такої системи з використанням двох приймальних антен. Потім відбувається узгоджена обробка сигналів від двох приймальних антен.

Існує три типи пасивних бістатичних РЛС залежно від дальності їх дії : 1) пасивні РЛС дальнього діапазону (некооперативними передавачами є: передавачі радіомовлення високих частот, передавачі радіомовлення з частото-



(а) ширина смуги пропускання однієї РЛС
 $\Delta f = 300 \text{ МГц}$



(б) ширина смуги пропускання однієї РЛС
 $\Delta f = 50 \text{ МГц}$

Рис. 2.12 Залежність точності локалізації цілі від кількості моностатичних РЛС для першої та третьої моделей вимірювань

тною модуляцією, передавачі цифрового радіомовлення (DAB), телевізійні сигнали, сигнали ефірного цифрового телебачення з розділенням в частотній області (DVB-H OFDM), сигнали глобальної системи мобільного зв'язку (GSM)) [42], [77], [96]; 2) пасивні РЛС середнього діапазону дії (сигнали WiMAX) [40]; 3) пасивні РЛС короткого діапазону дії (сигнали WiFi) [27]. На рис. 2.14а зображено контурні графіки розподілу похибки локалізації цілі при використанні вимірювань трьох РЛС неперервної дії з ЛЧМ модуляцією, що попередньо розглядалася на рис. 2.6в. точність оцінки при використанні ви-

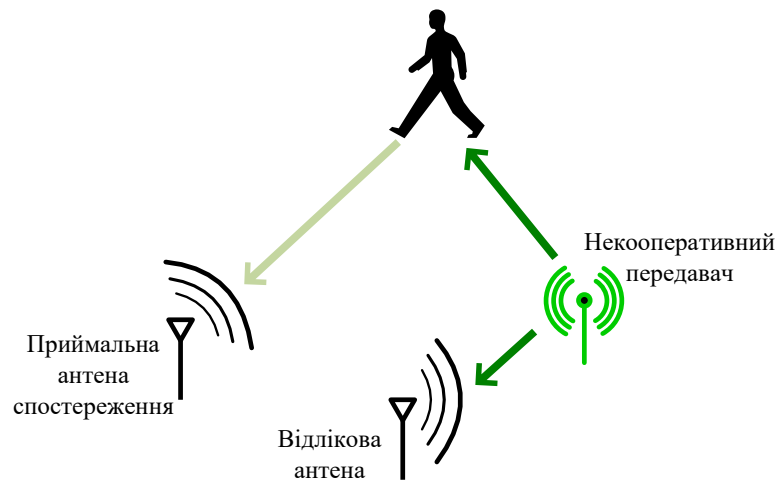
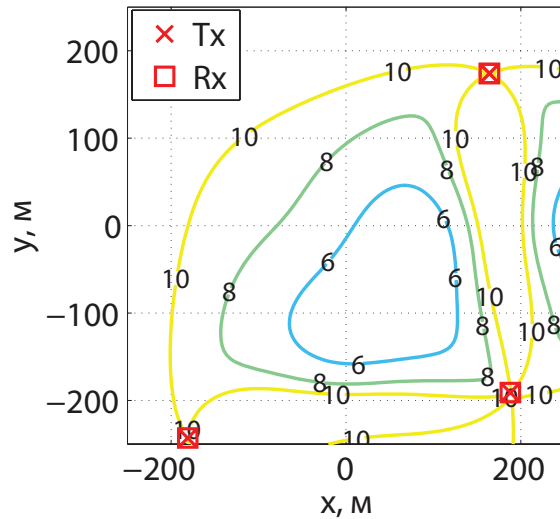


Рис. 2.13 Принцип дії пасивної бістатичної РЛС

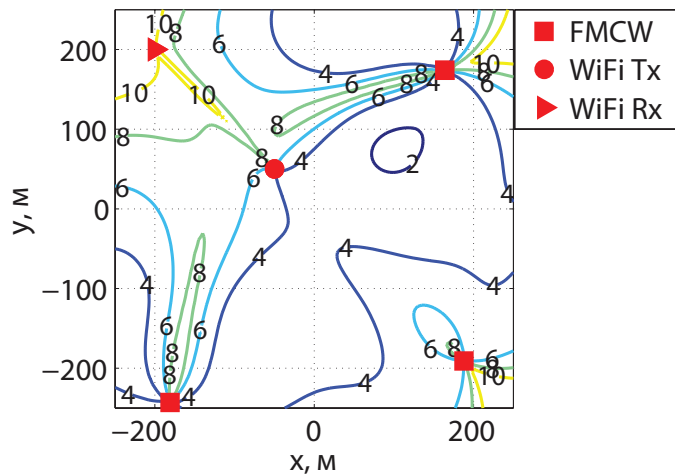
мірювань трьох РЛС є суттєво нижчою ніж при використанні вимірювань п'яти РЛС. Підвищення точності оцінки можна досягнути шляхом використання WiFi сигналів, як зображено на рис. 2.14б. В даному випадку, вимірювання бістатичних РЛС використовуються одночасно з вимірюваннями активних РЛС, що дозволяє зменшити похибку локалізації цілі на 20% в околі бістатичної РЛС.

Залежність похибки локалізації цілі від кількості пасивних РЛС (при наявності однієї передавальної та різній кількості приймальних антен) при різній кількості РЛС неперервної дії зображено на рис. 2.15. Координати усіх РЛС як пасивних так і активних генерувались випадковим чином на площі розміром 500м ×500 м в 10^3 ітерацій, аналогічно до попередніх результатів моделювання. Вже при наявності трьох приймальних антен, що вимірюють WiFi сигнал, похибка локалізації цілі суттєво зменшується. Проте, вже при додаванні дев'яти приймальних антен, похибка локалізації цілі залишається сталою навіть при подальшому збільшенні кількості пасивних РЛС.

Аналогічна поведінка функції залежності похибки локалізації цілі спостерігається також при різних величинах ширини смуги пропускання активних РЛС, як видно з рис. 2.16. Крім того, вплив ширини смуги пропускання на



(а) РЛС неперервної дії з ЛЧМ модуляцією



(б) РЛС неперервної дії з ЛЧМ модуляцією та бістатичні РЛС з використанням WiFi сигналу

Рис. 2.14 Розподіл похибки локалізації цілі (σ_p , м)

точність локалізації цілі є суттєвим також при кількості пасивних РЛС менше дев'яти (точність локалізації цілі є вищою в мережі РЛС, що мають кращу роздільну здатність по дальності). Проте, вже при наявності дев'яти пасивних РЛС, різниця в точності оцінки параметрів цілі в мережах з різними величинами ширини смуги пропускання є нехтовною.

Таким чином, використання сигналів від некооперативних передавачів з метою отримання більшої кількості вимірювань є ще одним із способів розширення зони дії БПРЛС та підвищення точності оцінки параметрів цілі. Крім

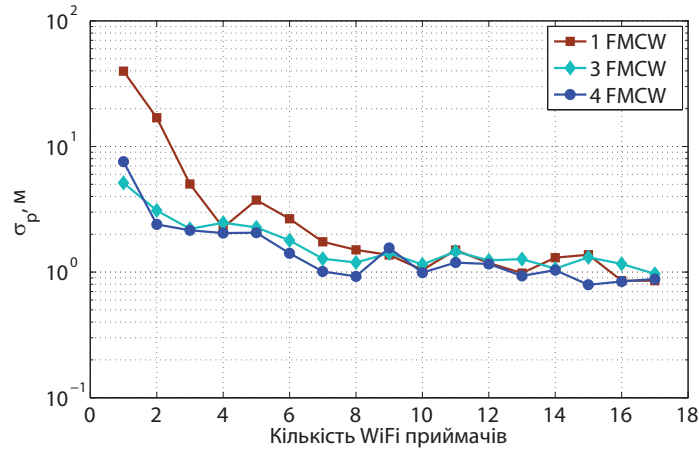


Рис. 2.15 Залежність похибки локалізації цілі від кількості пасивних РЛС при одночасному використанні вимірювань активних і пасивних РЛС (для різної кількості активних РЛС)

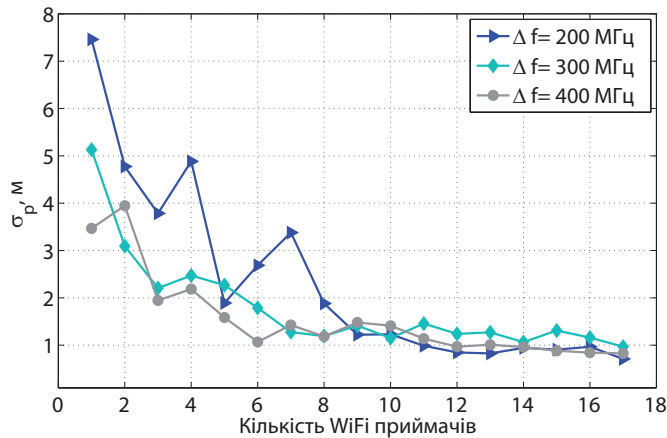


Рис. 2.16 Залежність точності локалізації цілі від кількості бістатичних РЛС в БПРЛС з трьома радіолокаторами активної дії

того, кількість бістатичних пар пасивних РЛС є невеликою і для даної моделі варіюється в межах від шести до дев'яти (залежно від кількості активних РЛС та їх роздільної здатності по дальності).

2.5.5 Аналіз точності оцінки параметрів цілі в мережі радіолокаційних станцій з фіксованими параметрами

В даному параграфі буде проаналізовано точність визначення тривимірного положення та вектору швидкості цілі в БПРЛС, що складається з чо-

тирьох моностатичних РЛС неперервної дії з координатами як зображено на рис. 2.17 та параметрами РЛС, наведеними в Таблиці 2.3 та параметрами цілей, наведеними в Таблиці 2.4.

Таблиця 2.3

Параметри РЛС

| Параметр | Величина |
|----------------------------------|-------------------------------------|
| Ширина смуги пропускання | $\Delta f = 5\text{МГц}$ |
| Тривалість імпульсу | $T_s = 4.3 \cdot 10^{-4} \text{ с}$ |
| Кількість імпульсів | 512 |
| Несуча частота | $f_c = 2.36\text{ГГц}$ |
| Потужність випроміненого сигналу | $P_t = 10\text{Вт}$ |
| Коефіцієнт шуму | $F_n = 5\text{дБ}$ |

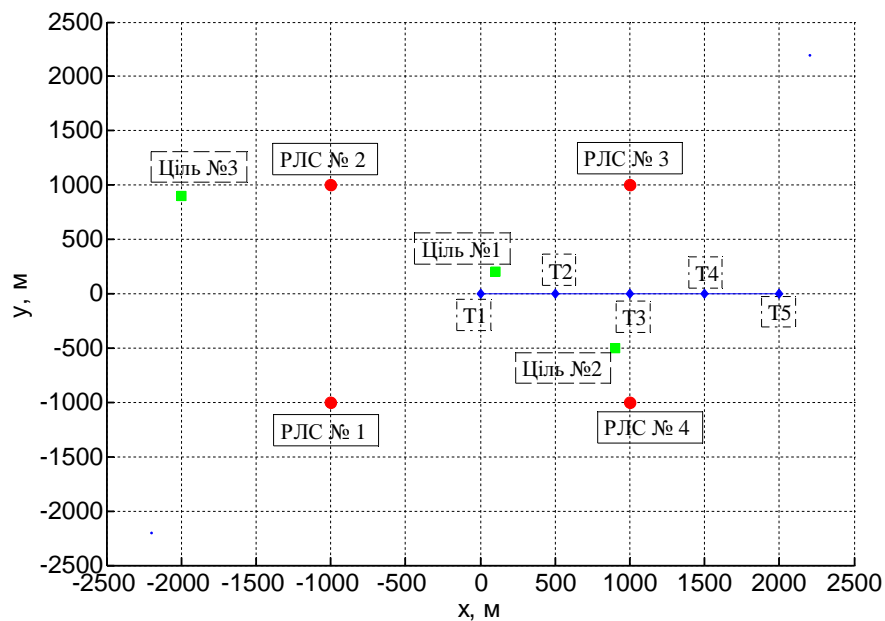


Рис. 2.17 Координати позицій БПРЛС та цілей

Спочатку буде проаналізовано вплив параметрів сигналу (ширина смуги пропускання та час інтегрування) на точність локалізації цілі. На рис.2.18 зображено проекції еліпсоїда похибок при різних величинах ширини смуги пропускання для цілі №3. Як вже було показано за допомогою аналітичних

Параметри цілей

| | x | y | z | ЕПР, м ² | v_x , м/сек | v_y , м/сек | v_z , м/сек |
|---------|-------|------|--------|---------------------|------------------|------------------|------------------|
| Ціль №1 | 100 | 200 | 40 [м] | 13 | 0 | 0 | 0 |
| Ціль №2 | 900 | -500 | 10 [м] | 1 | 4 | 0 | 0 |
| Ціль №3 | -2000 | 900 | 20 [м] | 7 | 0 | 50 | 0 |

виразів, дисперсія похибки вимірювання координат цілі обернено пропорційна ширині смуги пропускання (2.23). Така ж залежність прослідковується в чисельних результатах, наведених в Таблиці 2.5. При чому, точність вимірювання швидкості не залежить від ширини смуги пропускання. Лише для рухомих цілей спостерігається незначне покращення вимірювання швидкості зі збільшенням ширини смуги пропускання.

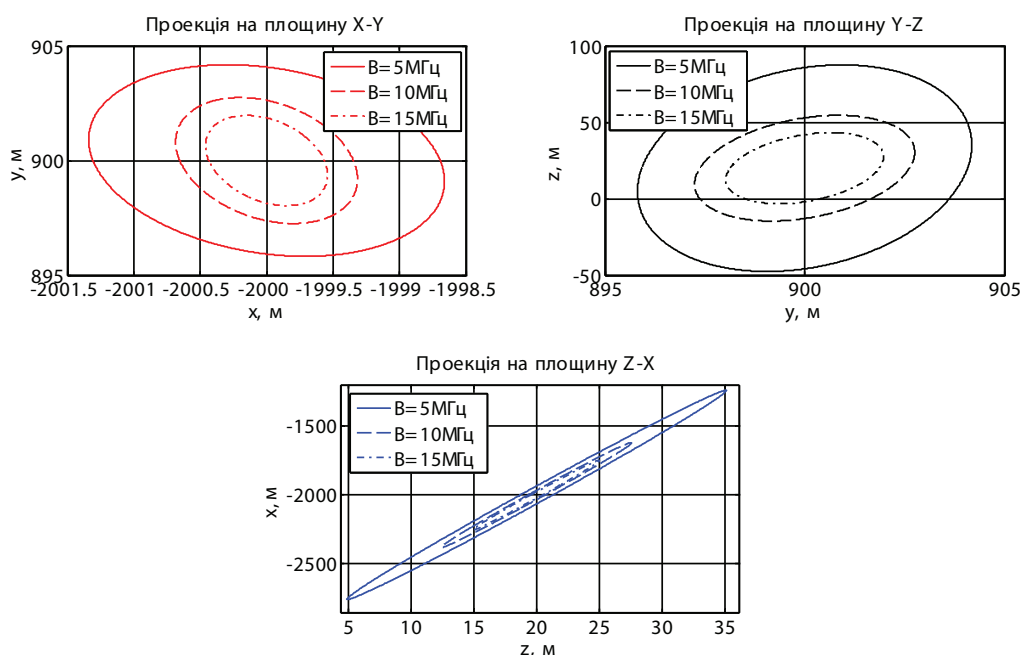


Рис. 2.18 Проекції еліпсоїда похибок локалізації цілі №3

Точність оцінки швидкості цілі залежить від величини часу інтегрування (2.24), що визначається як $T_{int} = T_s M$. Чим довшим є час інтегрування, тим вищою є роздільна здатність по швидкості і точність визначення даного

Стандартне відхилення похибки вимірювання параметрів вектору координат та швидкості цілі для різних значень ширини смуги пропускання

| | B , МГц | σ_x , м | σ_y , м | σ_z , м | u_x , м/сек | u_y , м/сек | u_z , м/сек |
|--------|-----------|----------------|----------------|----------------|---------------|---------------|---------------|
| Ціль 1 | 5 | 1.088 | 1.231 | 28.404 | 0.2284 | 0.258 | 5.961 |
| | 10 | 0.544 | 0.616 | 14.202 | 0.228 | 0.258 | 5.961 |
| | 15 | 0.363 | 0.410 | 9.468 | 0.228 | 0.258 | 5.961 |
| Ціль 2 | 5 | 9.866 | 4.877 | 254.213 | 2.071 | 1.024 | 53.480 |
| | 10 | 4.933 | 2.439 | 127.107 | 2.070 | 1.024 | 53.380 |
| | 15 | 3.289 | 1.626 | 84.738 | 2.070 | 1.024 | 53.361 |
| Ціль 3 | 5 | 12.914 | 5.417 | 653.179 | 2.711 | 1.142 | 137.615 |
| | 10 | 6.458 | 2.709 | 326.638 | 2.711 | 1.138 | 137.222 |
| | 15 | 4.305 | 1.806 | 217.760 | 2.711 | 1.137 | 137.150 |

параметру, відповідно. Аналогічно, як величина ширини смуги пропускання майже не впливає на точність визначення координат цілі, величина часу інтегрування не впливає на точність вимірювання координат цілі (в даному випадку не враховується коефіцієнт підсилення при обробці сигналу). Результати стандартного відхилення похибки вимірювання швидкості цілі для різних значень T_{int} наведено в Таблиці 2.6. В даному моделюванні було змінено кількість інтегрованих імпульсів, при чому довжина імпульсу залишалася сталою. Чисельні результати демонструють залежність похибки вимірювання швидкості цілі від часу інтегрування. При збільшенні часу інтегрування в N разів, дисперсія похибки вимірювання швидкості цілі зменшується в N разів відповідно.

Далі буде зроблено порівняння характеристик точності локалізації цілі при використанні тільки часу затримки, доплерівської частоти або обох цих вимірювань одночасно. Тільки рухомі цілі можуть бути локалізовані з використанням вимірювань доплерівської частоти. Стаціонарні цілі можуть бути локалізовані з використанням вимірювань про час затримки сигналу або час

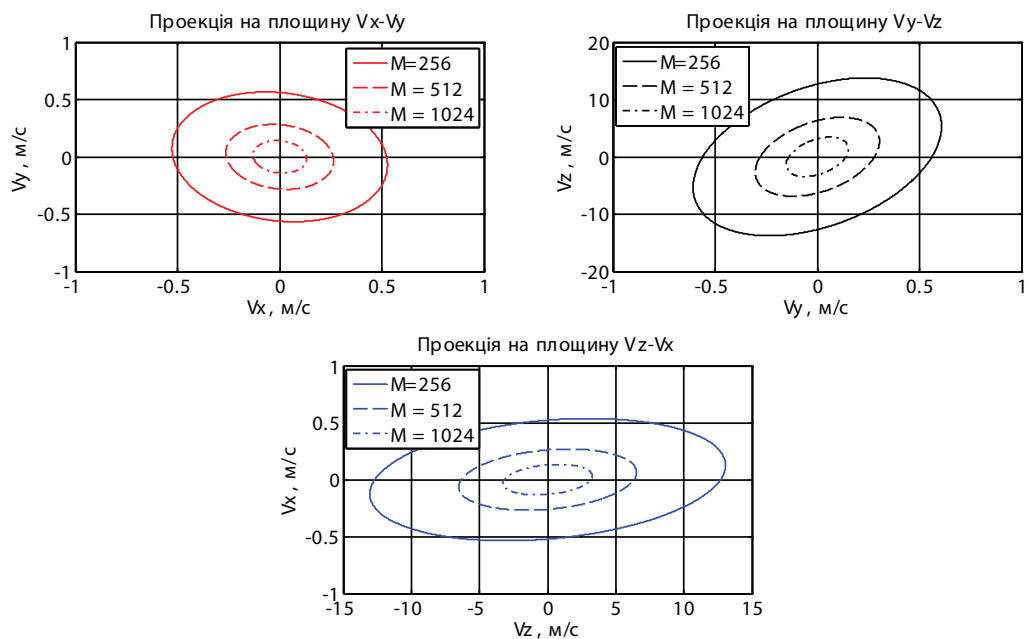


Рис. 2.19 Проекції еліпсоїда похибок для цілі №1

Таблиця 2.6

Стандартне відхилення похибки вимірювання параметрів цілей при різних значеннях часу інтегрування

| | M | $\sigma_x, \text{ м}$ | $\sigma_y, \text{ м}$ | $\sigma_z, \text{ м}$ | $u_x, \text{ м/сек}$ | $u_y, \text{ м/сек}$ | $u_z, \text{ м/сек}$ |
|--------|------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| Ціль 1 | 256 | 1.088 | 1.231 | 28.404 | 0.457 | 0.517 | 11.921 |
| | 512 | 1.088 | 1.231 | 28.404 | 0.228 | 0.258 | 5.961 |
| | 1024 | 1.088 | 1.231 | 28.404 | 0.114 | 0.129 | 2.980 |
| Ціль 2 | 256 | 9.866 | 4.877 | 254.213 | 4.141 | 2.047 | 106.759 |
| | 512 | 9.866 | 4.877 | 254.213 | 2.071 | 1.024 | 53.480 |
| | 1024 | 9.866 | 4.877 | 254.213 | 1.035 | 0.512 | 26.939 |
| Ціль 3 | 256 | 12.916 | 5.417 | 653.263 | 5.421 | 2.276 | 274.445 |
| | 512 | 12.914 | 5.417 | 653.179 | 2.711 | 1.142 | 137.615 |
| | 1024 | 12.908 | 5.415 | 652.842 | 1.356 | 0.579 | 69.587 |

затримки і доплерівську частоту. Таким чином, більш доцільним буде порівняння точності вимірювання положення цілі в мережі РЛС, що вимірюють тільки час затримки сигналу з мережею РЛС, що вимірюють час затримки та доплерівську частоту. Також, окремо буде порівняно точність локалізацій цілі з використанням вимірювань доплерівського зсуву з точністю, отриманою з використанням вимірювань доплерівського зсуву та часу затримки одноча-

сно.

Точність локалізації цілі при використанні вимірювань доплерівської частоти. Для знаходження тривимірного положення цілі з використанням тільки доплерівської частоти сигналу, мінімальна кількість необхідних моностаціонарних РЛС дорівнює семи; для двовимірної моделі – п'яти [89]. Тому в даному аналізі вводяться три додаткові РЛС з координатами як зображено на рис.2.20. Точність вимірювання вертикальної компоненти положення цілі розглядатися не буде, оскільки для наземних цілей вертикальна компонента швидкості є рівною нулю, що є причиною великої похибки вимірювання вертикальної компоненти положення цілі (рис.2.21). В даному моделюванні розглядаються тільки рухомі цілі. Розподіл дисперсії похибки вимірювання координат цілі з параметрами: $EPR=7m^2$; $h = 30m$; $\mathbf{v} = [0, 5, 0]$ (м/с), зображено на рис. 2.21.

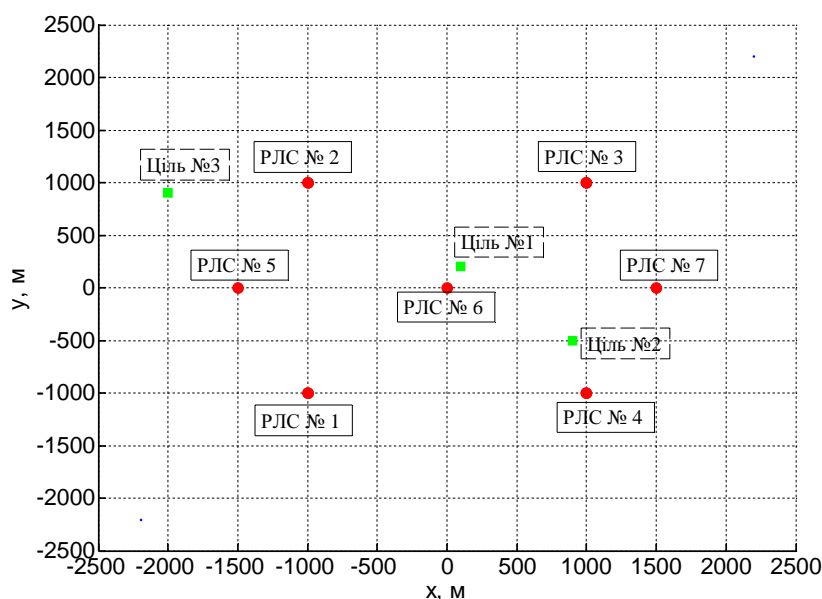


Рис. 2.20 Координати положень БПРЛС та цілей

Для детального аналізу впливу вектору швидкості на величину похибки локалізації цілі, ціль №1 буде розглянуто окремо. На рис.2.22 зображено залежність величини похибки локалізації цілі від величини вектору швидкості

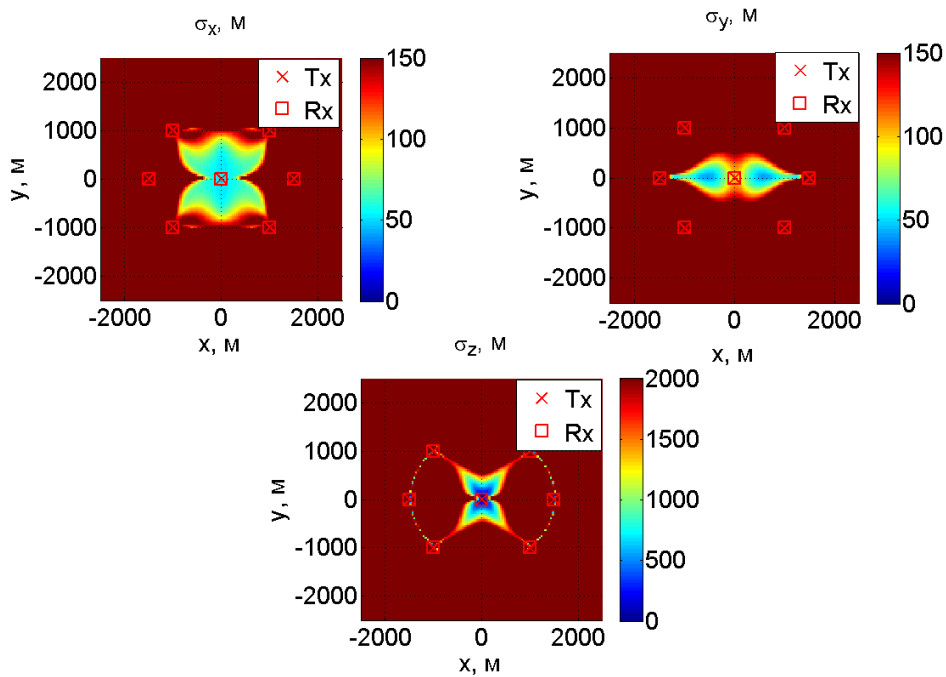


Рис. 2.21 Розподіл величини похибки локалізації цілі з використанням вимірювань тільки доплерівської частоти

для трьох напрямків руху: вздовж осі x , вздовж осі y та під кутом 45° до осей x та y . Показано, що для більших значень величини вектору швидкості похибка локалізації цілі є меншою. Даний рисунок також демонструє той факт, що похибка локалізації залежить і від напрямку руху цілі. Детальнішу залежність похибки локалізації від напрямку руху цілі можна прослідкувати на рис.2.23а, для $v = 10$ м/с, та рис.2.23б, для $v = 100$ м/с. З даних результатів видно, що характер зміни похибки є однаковим для різних величин вектору швидкості. Також спостерігається обернено пропорційна залежність похибки локалізації від величини вектору швидкості цілі: при збільшенні величини вектору швидкості в десять разів величина стандартного відхилення похибки локалізації зменшується в десять разів.

Локалізація цілі з використанням вимірювань доплерівської частоти та часу затримки сигналу. В даному моделюванні кількість РЛС дорівнює семи. На рис.2.24 зображено залежність похибки локалізації при різних величинах вектору швидкості цілі та напрямку руху. Порівняно з локалізацією

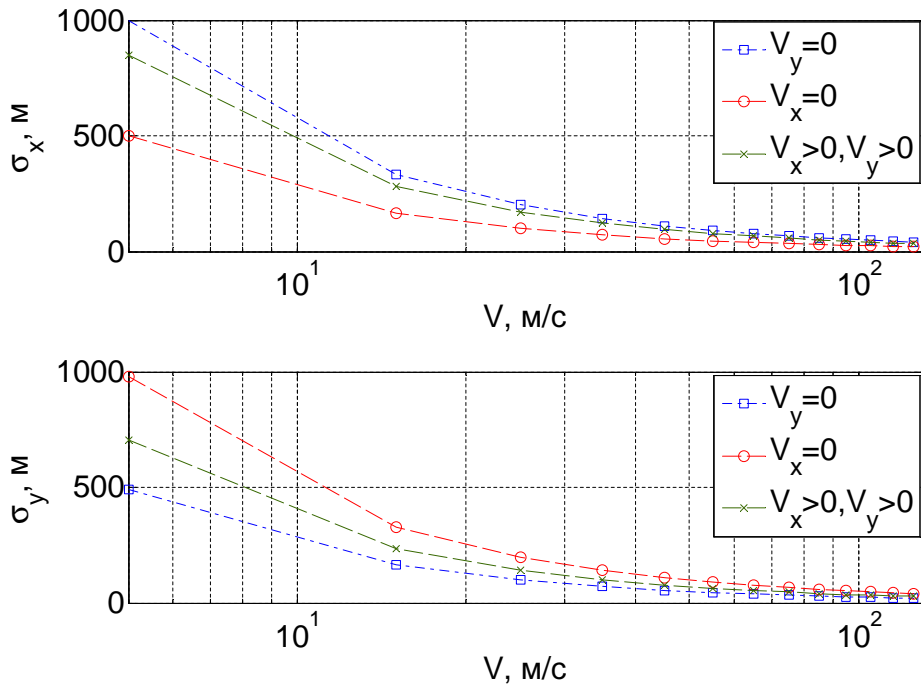


Рис. 2.22 Залежність величини стандартного відхилення похибки локалізації цілі від вектору швидкості

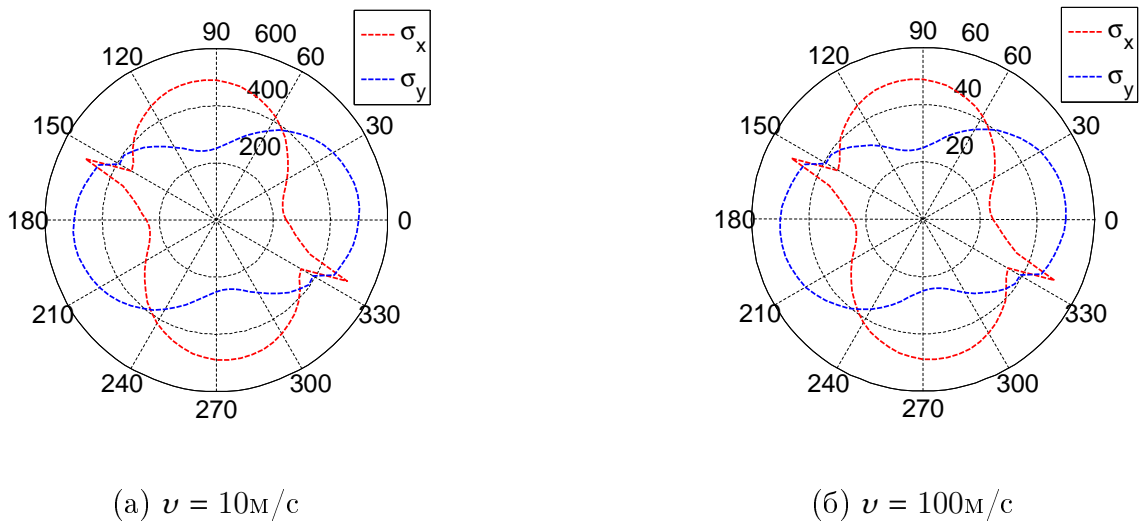


Рис. 2.23 Залежність похибки локалізації цілі №1 від напрямку руху

цілі з використанням вимірювань доплерівської частоти, в даній моделі напрямок руху цілі не є важливим для малих значень її швидкості. При великих значеннях швидкості, зміна величини похибки локалізації від напрямку руху цілі є майже нехтовною (що також пов'язано з малою похибкою локалізації в

мережі з семи РЛС). Це показано на рис.2.25а, де зображено залежність похибки локалізації від напрямку руху цілі №1 при швидкості $v = 100\text{м/с}$. Як було зазначено вище, для мережі з семи РЛС похибка локалізації даної цілі (з використанням часу затримки та доплерівської частоти) є низькою. рис.2.25б ілюструє залежність похибки локалізації від напрямку руху цілі для мережі з чотирьох РЛС при $v = 100\text{м/с}$. Показано, що при меншій кількості РЛС залежність похибки локалізації від напрямку руху цілі є майже нехтовною.

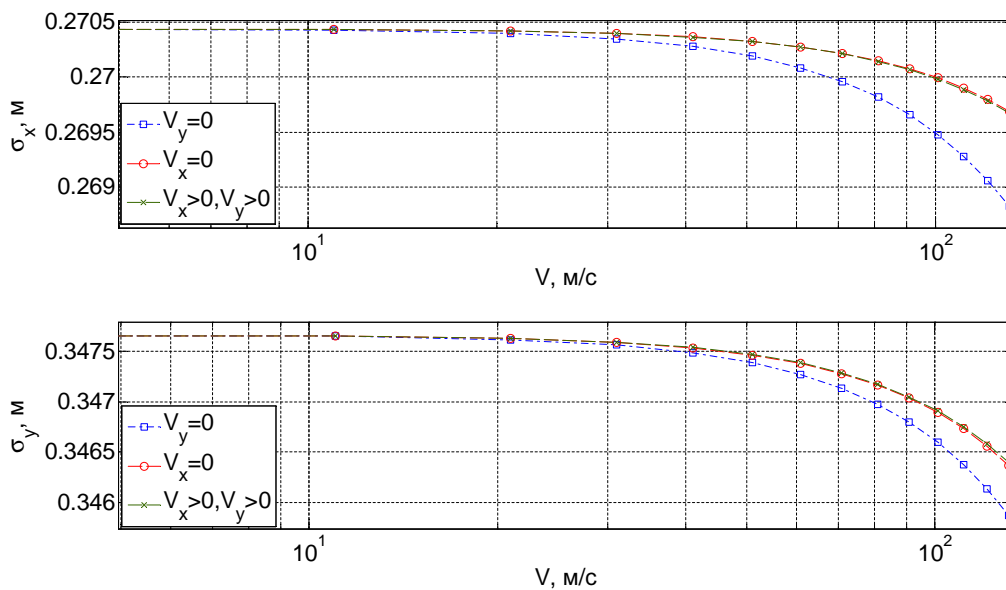
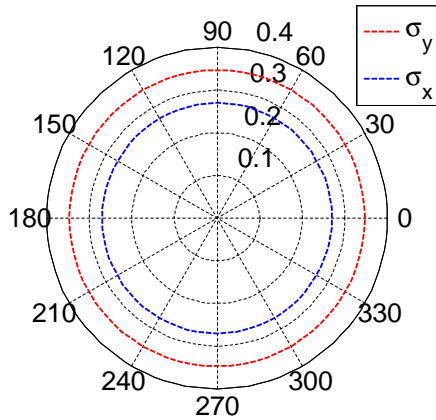
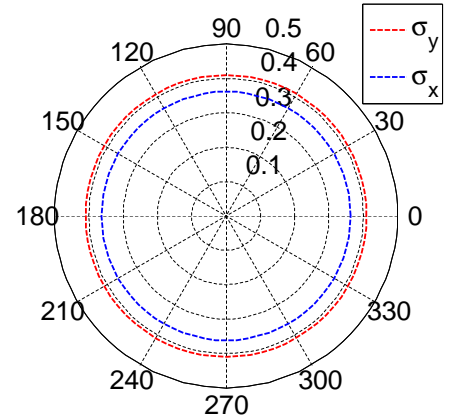


Рис. 2.24 Залежність похибки локалізації цілі (з використанням часу затримки та доплерівської інформації) від величини її швидкості

Розглянемо окремо точність локалізації цілі №1 з використанням часу затримки сигналу та часу затримки сигналу і доплерівської частоти одночасно. Результати, зображені на рис.2.26 демонструють покращення точності локалізації з використанням вимірювань доплерівської частоти. На рис.2.27 показано результати для рухомої цілі №3. Для випадку рухомої цілі використання доплерівської інформації дозволяє суттєво покращити точність локалізації цілі. Як було показано вище, у випадку використання тільки доплерівської інформації для локалізації цілі значення похибки локалізації суттєво зменшується при збільшенні величини швидкості цілі. Числові результати наве-



(a) $N = 10$



(б) $N = 4$

Рис. 2.25 Залежність точності локалізації цілі №1 від напрямку руху при $v = 100\text{м/с}$

дено в Таблиці 2.7. Підвищення точності локалізації цілі, що досягається з використанням вимірювань доплерівської частоти можна також досягнути, наприклад, збільшуючи величину ширини смуги пропускання від 5 МГц до 7 МГц (Таблиця 2.7). Числові результати показують, що величини ширини смуги пропускання 7 МГц достатньо для того, щоб компенсувати відсутність вимірювань доплерівської частоти для локалізації цілі.

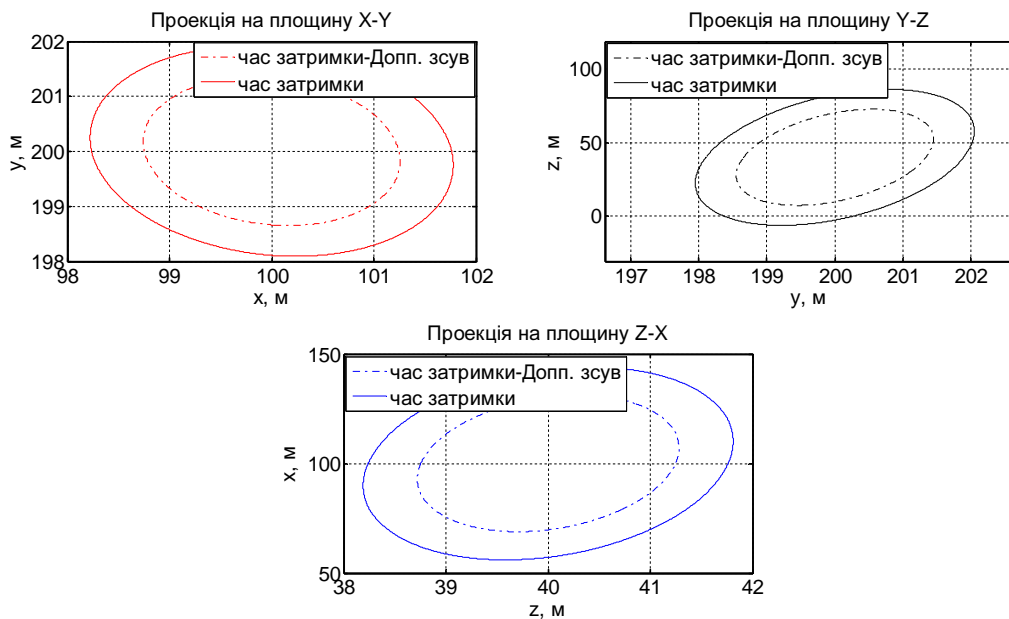


Рис. 2.26 Проекції еліпсоїда похибок для цілі №1

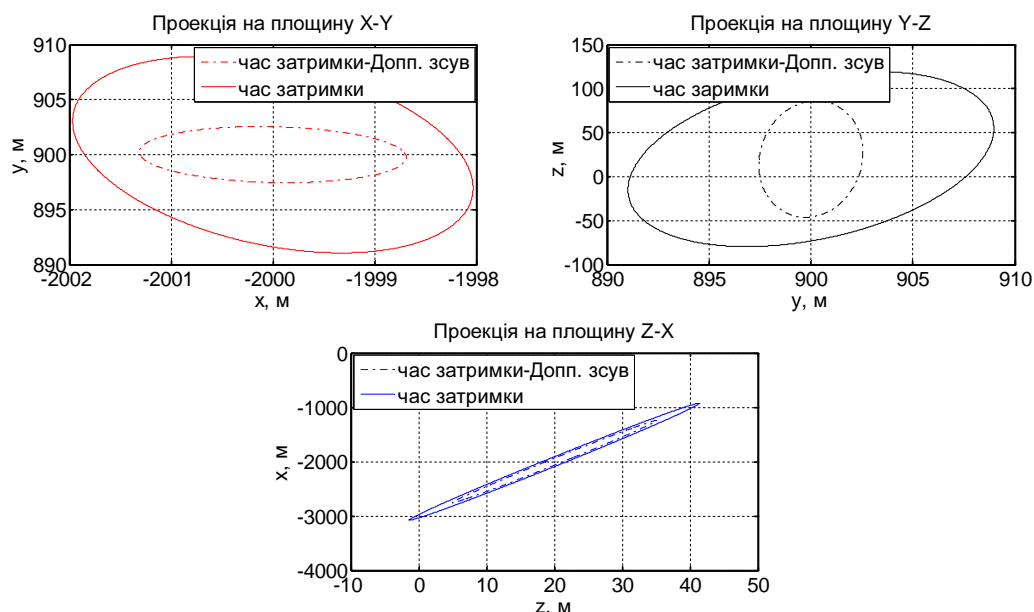


Рис. 2.27 Проекції еліпсоїда похибок для цілі №3

Таблиця 2.7

Середньоквадратичне відхилення похибки локалізації цілі для двох моделей вимірювань

| | Вимірювання | σ_x , м | σ_y , м | σ_z , м |
|---------|-------------------------------------|----------------|----------------|----------------|
| Ціль №1 | час затримки + доплерівська частота | 1.088 | 1.231 | 28.404 |
| | час затримки ($B = 5$ МГц) | 1.539 | 1.741 | 40.170 |
| | час затримки ($B = 7$ МГц) | 1.100 | 1.244 | 28.693 |
| Ціль №2 | час затримки + доплерівська частота | 9.866 | 4.877 | 254.213 |
| | час затримки ($B = 5$ МГц) | 13.953 | 6.898 | 359.512 |
| | час затримки ($B = 7$ МГц) | 9.966 | 4.927 | 256.794 |
| Ціль №3 | час затримки + доплерівська частота | 12.908 | 5.415 | 652.842 |
| | час затримки ($B = 5$ МГц) | 18.266 | 7.661 | 923.894 |
| | час затримки ($B = 7$ МГц) | 13.047 | 5.472 | 659.9243 |

Аналіз відмовостійкості. Одним зі способів аналізу відмовостійкості системи є аналіз $N - 1$ та $N - 2$ критеріїв [65]. Під даним критерієм розуміється здатність системи забезпечувати необхідну точність локалізації цілі у випадку виходу з ладу однієї чи двох позицій. В такому аналізі може розглядатися не тільки фізичний вихід з ладу РЛС, а також і пропуск цілі в даній

(приймальної) позиції через низьку величину ВСШ прийнятого сигналу. Для даного аналізу було взято мережу моностатичних і мережу бістатичних РЛС з кооперативним прийомом сигналу. Таким чином, кількість вузлів в кожній з систем є рівною восьми. Висота цілі не змінюється і є рівною $h_t = 100\text{м}$. В даному моделюванні використовувався метод Монте Карло з 1000 ітерацій. В кожній з ітерацій позиції системи були рівномірно розподілені на території $3000 \times 3000\text{м}$. При чому, в кожній з цих ітерацій одна ($N - 1$ критерій) чи дві ($N - 2$ критерій) примальна/передавальна позиції приймалися такими, що не беруть участі в локалізації цілі. Результати зображено на рис.2.28. Дані результати демонструють, що мережа бістатичних РЛС дозволяє отримати кращу точність локалізації цілі, ніж мережа моностатичних РЛС, незалежно від топології системи.

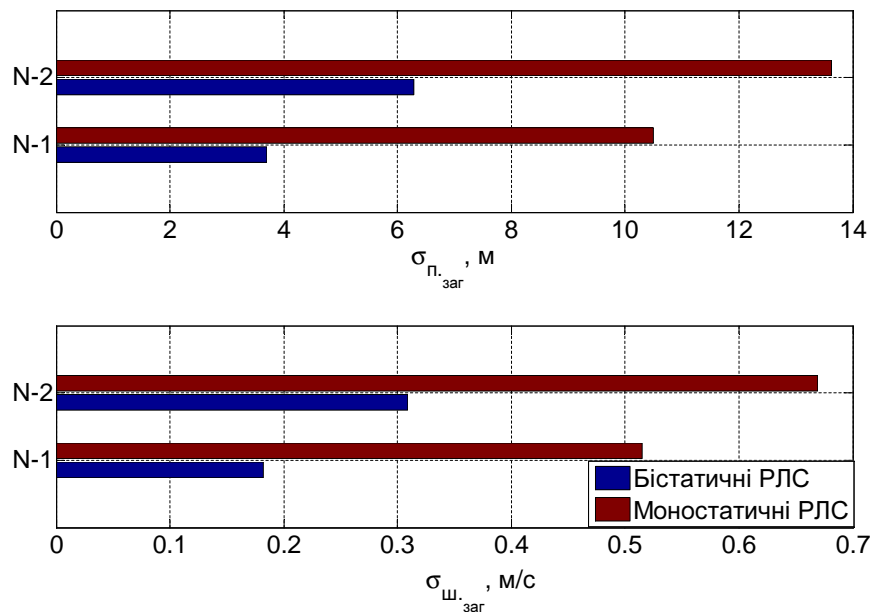


Рис. 2.28 Статистика величин середньоквадратичних похибок при виході з ладу однієї/двох позицій мережі РЛС

2.5.6 Точність локалізації цілі в мультилатераційних системах спостереження

Системи спостереження активного та напівактивного типів для контролю повітряного руху набувають все більш широкого застосування. Мультилатераційна система є одним з видів таких систем. Дана система використовується при управлінні повітряним рухом для вирішення різних задач: від слідкування за літаком на маршруті до комплексного спостереження за усіма видами транспорту на території аеропорту [5], [70]. Також можливе одночасне застосування такої системи з радарами та автоматичною залежною системою (АЗС) для отримання більш точних результатів спостереження. Мультилатераційна система є гіперболічною, тобто дає лінії положення, які є гіперболами. Відбувається вимірювання різниці часу приходу сигналу від літака до двох рознесених в просторі наземних приймачів. Такі різниці дозволяють обчислити відповідно різницю відстаней до цих приймачів. Лінії з однаковою різницею часу приходу сигналу від кожної пари приймачів є гіперболами на площині, в точці перетину яких знаходиться ціль (літак або інший транспортний засіб). Дані величини різниць повинні бути лінійно незалежними. Тому мінімальна кількість рознесених в просторі приймачів дорівнює чотирьом (враховується час приходу сигналу). Вимірювання додатковими приймачами (четвертим, п'ятим і т. д.) дозволяють підвищити точність, як впливає із загальної теорії багатопозиційної радіолокації [17]. Оскільки дана система є багатопозиційною, одним з факторів, що впливають на точність знаходження положення цілі є взаємне розміщення приймачів мультилатераційної системи відносно неї.

Результати моделювання. В даному моделюванні розглядається територія аеропорту Бориспіль розміром 6465×10300 м, де умовно розміщено пасивні приймачі мультилатераційної системи. Порівнюється точність оцінки

параметрів цілі з координатами $x = 969.75$ м, $y = 4119$ м, $z = 4$ м для двох топологій мультилатераційної системи, що зображені на рис.2.29, для різних положень цілі вздовж осі x : від 969.75 м до 9051 м. На рис.2.30 показано залежність проекції еліпсоїда похибок на площину $X - Y$ від положення цілі вздовж осі X ($x = 3232.5 \dots 9700$ м) для двох топологій систем. Як видно з даних рисунків, вимірювання в другій групі РЛС дозволяють отримати вищу точність локалізації цілі.

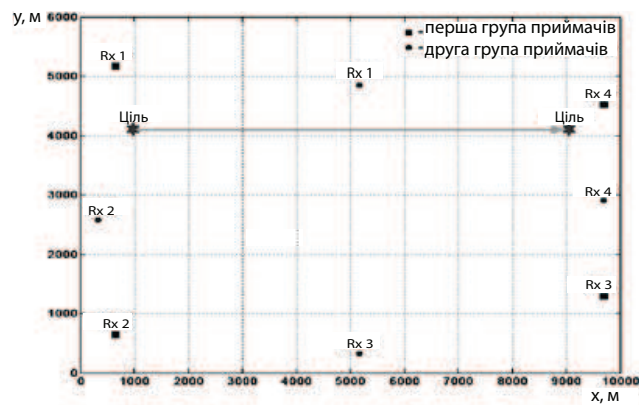
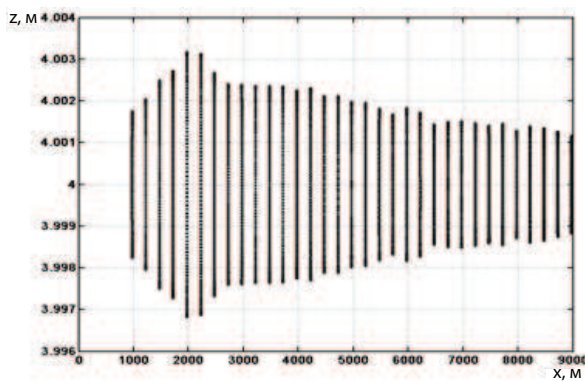
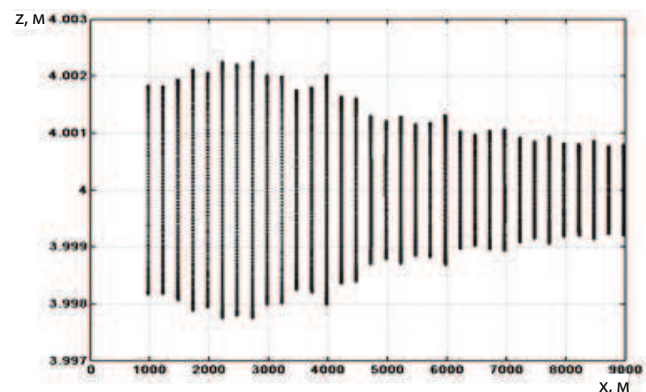


Рис. 2.29 Топологія двох груп приймальних антен мультилатераційної системи спостереження



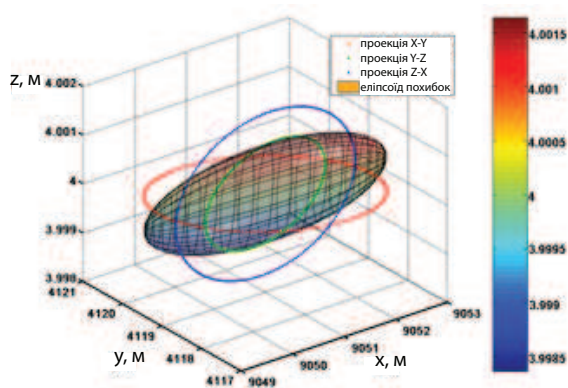
(а) перша група приймачів



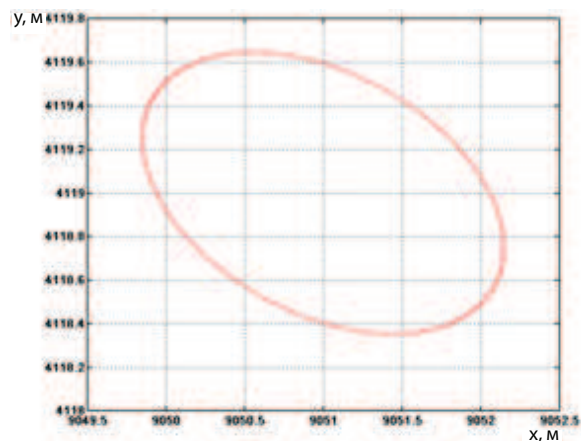
(б) друга група приймачів

Рис. 2.30 Залежність проекції еліпсоїда похибок на вісь $X - Z$ від положення цілі вздовж осі X для двох груп приймачів мультилатераційної системи спостереження

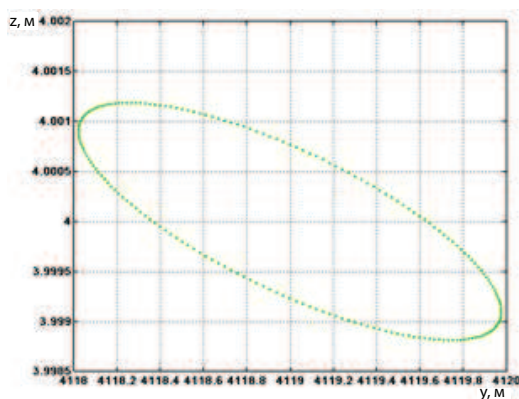
Еліпсоїд похибок локалізації цілі (та його проекції на відповідні площини) в другій групі приймачів для $x = 9051$ м (це відповідає найменшій величині похибки вимірювання вертикальної компоненти), зображено на рис. 2.31.



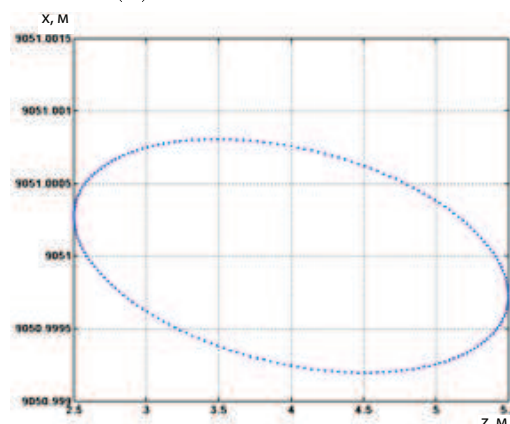
(а) еліпсоїд похибок



(б) проекція на вісь $Y - X$



(в) проекція на вісь $Y - Z$



(г) проекція на вісь $Z - X$

Рис. 2.31 Еліпсоїд похибок (та його проекції на відповідні площини) локалізації цілі в другій групі приймачів для $x = 9051$ м

Розподіл похибки локалізації цілі в мультилатераційних системах спостереження, що складаються з чотирьох та десяти приймальних антен, зображено на рисунках 2.32а та 2.32б, відповідно. При цьому, топологія системи з десяти приймачів є свого роду розширенням системи з чотирьох приймачів. Як видно з рис. 2.33а та рис. 2.33б, шість додаткових приймачів системи дозволяють підвищити точність локалізації цілі в центральній частині зони спостереження майже в три рази. Результати моделювання, наведені в даному підрозділі, демонструють залежність точності локалізації цілі в мультилатераційній системі спостереження від кількості приймачів системи, їх топології та положення цілі відносно приймачів системи. Така залежність є характерною

для багатопозиційних систем спостереження. Важливою особливістю мультilateraційних систем спостереження є їх належність до систем активного типу, що передбачає одностороннє затухання сигналу: транспондер-наземний приймач. Також дані результати ілюструють ефективність використання нижньої границі Крамера-Рао, як параметру, що характеризує залежність точності локалізації цілі від топології РЛС.

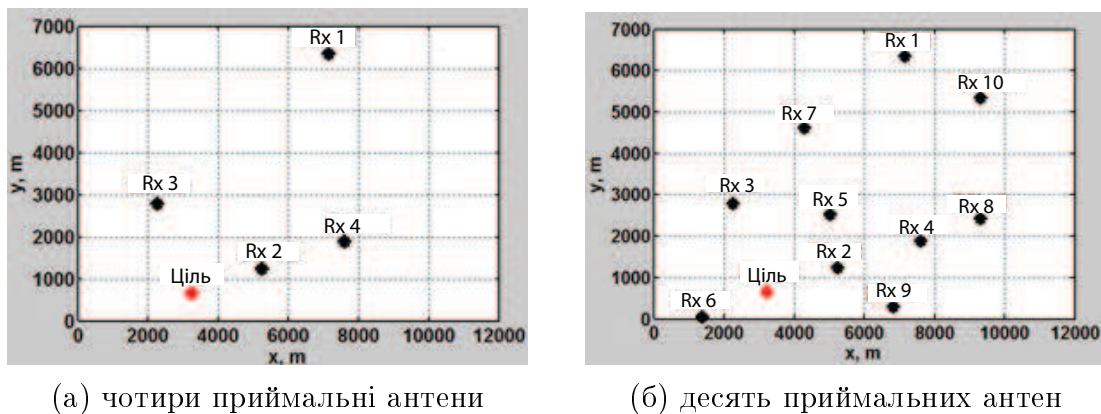


Рис. 2.32 Топологія приймачів мультilateraційної системи

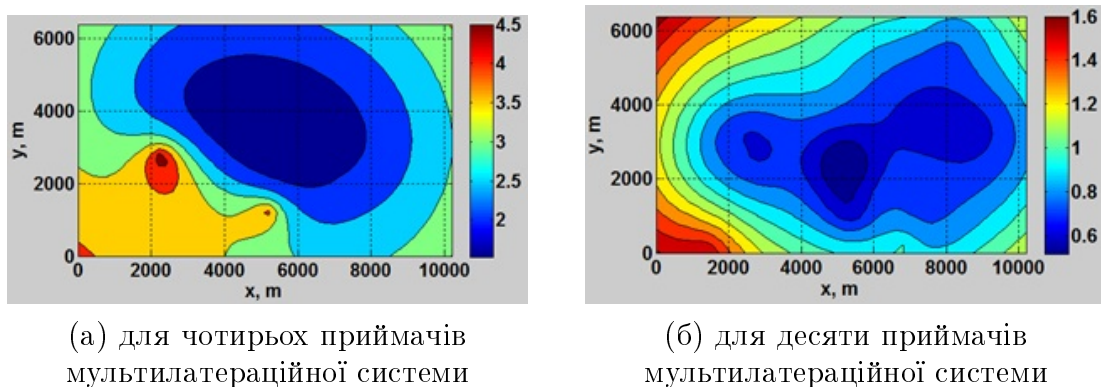


Рис. 2.33 Розподіл похибки локалізації цілі в мультilateraційній системі спостереження

Висновки до розділу 2

В даному розділі було розроблено статистичну модель оцінки точності вимірювання часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією сигналу. На основі даної моделі отримано аналітичні вирази для розрахунку нижніх границь величин дисперсії оцінки

даних параметрів. Було показано, що точність оцінки часу затримки обернено пропорційна до величини смуги пропускання випромінюваного сигналу, в той час як точність оцінки доплерівської частоти обернено пропорційна часу інтегрування. Вперше, окрім параметрів зондувального сигналу кожної РЛС, така модель дозволяє врахувати форму діаграми направленості антени кожної з РЛС системи. Стандартний вираз нерівності Крамера-Рао не включає даний параметр і залежить тільки від взаємного розміщення окремих РЛС та цілі. Це дає можливість використовувати скалярні функції коваріаційної матриці похибок (або ж інформаційної матриці Фішера) для вибору оптимальних положень окремих РЛС системи БПРЛС з метою отримання максимальної точності оцінки вектору параметрів цілі в зоні дії антени. Даний підхід буде використовуватися в четвертому розділі даної дисертаційної роботи.

На основі моделі оцінки точності вимірювання часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією було вдосконалено метод оцінки точності вимірювання координат та вектору швидкості цілі в системі БПРЛС. Отримано аналітичні вирази для розрахунку нижніх границь величин дисперсії оцінки даних параметрів цілі в БПРЛС. Враховано також архітектуру окремих РЛС, їх енергетичні характеристики та ступінь автономності прийому сигналів при розрахунку потенційної точності оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС. Це дозволило отримати універсальний метод для аналізу точності оцінки параметрів цілі, що може бути використаний для аналізу систем БПРЛС з різним набором параметрів, а також вдосконалений в подальшому.

За допомогою даного методу в даному розділі було проаналізовано залежність точності локалізації цілі в БПРЛС залежно від параметрів окремих РЛС та параметрів системи: 1) архітектура РЛС: моностатичні та бістатичні; 2) режим прийому сигналу: автономний чи кооперативний; 3) параметри

сигналу (ширина смуги пропускання та час інтегрування) та величина випромінюваної потужності; 4) тип вимірювань, що використовуються для локалізації цілі: час затримки, доплерівська частота, час затримки та доплерівська частота; 5) використання сигналів від некооперативних джерел випромінювання.

Проведений аналіз дозволив зробити наступні висновки.

- 1) Точність оцінки часу затримки та доплерівської частоти сигналу значною мірою обумовлена формою діаграми направленості антени кожної з РЛС системи.
- 2) Кооперативний режим прийому сигналу дозволяє на 40% підвищити точність локалізації цілі, порівняно з автономним режимом прийому сигналу.
- 3) Точність оцінки параметрів цілі в мережі бістатичних та моностатичних РЛС є еквівалентною. Це означає, що просторове розділення передавальної та приймальної антен, що ускладнює реалізацію БПРЛС, не є прерогативою для підвищення точності.
- 4) Ширина смуги пропускання, час інтегрування та випромінювана потужність є додатковими ресурсами, що можуть використовуватися для підвищення точності оцінки параметрів цілі в БПРЛС. Таким чином, якщо розглядати дані параметри як змінні при знаходженні оптимальної топології БПРЛС, обмеження на один з видів ресурсів (кількість РЛС, наприклад) може бути скомпенсованим шляхом використання іншого ресурсу.
- 5) Було показано, що використання вимірювань часу затримки сигналу для локалізації цілі дозволяє підвищити точність оцінки в порівнянні з використанням вимірювань тільки доплерівської частоти. Також підвищення точності можна досягнути шляхом використання більшої кількості РЛС, що дозволяє підвищити сумарний час вимірювання без збіль-

шення часу інтегрування однієї РЛС. Використання вимірювань доплерівської частоти одночасно з вимірюваннями часу затримки сигналу дозволяє суттєво покращити точність локалізації цілі в мережі РЛС з низькою роздільною здатністю по дальності. Проте, використання доплерівської частоти сумісно з вимірюваннями часу затримки сигналу в РЛС вузького діапазону (з вузькою смугою пропускання порядку 50 МГц) дозволяє підвищити точність локалізації цілі на 20 – 25%.

- б) Також було досліджено можливість розширення зони дії та підвищення точності оцінки параметрів цілі в БПРЛС шляхом використання вимірювань пасивних РЛС. Було показано, що використання вимірювань пасивних РЛС одночасно з вимірюваннями активних РЛС дозволяє підвищити точність локалізації цілі (особливо якщо пасивні РЛС розташовані в зонах, віддалених від активних РЛС). Проте, для заданих параметрів БПРЛС, додавання вимірювань від восьми пасивних РЛС і більше не призводить до подальшого підвищення точності локалізації цілі.

РОЗДІЛ 3

МЕТОД ОПТИМІЗАЦІЇ КІЛЬКОСТІ І ТОПОЛОГІЇ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

В даному розділі запропоновано метод оптимізації кількості і топології РЛС системи БПРЛС з метою забезпечення максимальної точності оцінки вектору параметрів цілі на основі жадібного алгоритму та алгоритму конвексної оптимізації. Теоретичні викладки базуються на моделі нелінійних вимірювань. Буде наведено ряд функцій, що можуть використовуватися як показники точності оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС.

3.1 Формулювання оптимізаційної задачі

Як було продемонстровано в попередньому розділі, величина випроміненої потужності та параметри випроміненого сигналу визначають потенційну точність оцінки параметрів цілі в одній РЛС, в той час як параметри системи (архітектура РЛС, когерентність, тип передавача), кількість РЛС та їх положення визначають потенційну точність усієї системи [68], [91]. Таким чином, для забезпечення ефективного використання системи БПРЛС, важливим етапом є вибір положення окремих РЛС системи на етапі її проектування. Даний етап також може проводитися в режимі реального часу, залежно від особливостей функціонування системи. Кінцевою метою етапу оптимізації є забезпечення максимальної ефективності функціонування системи при мінімальній ціні. Задачу оптимізації кількості РЛС та їх положення можна сформулювати двома шляхами:

$$\begin{aligned} \min & \quad |\mathcal{I}| \\ \text{s.t.} & \quad f(\mathcal{I}) \geq \lambda_g; \end{aligned} \tag{3.1}$$

$$\begin{aligned} \min f(\mathcal{I}); \\ \text{s.t. } |\mathcal{I}| = L; \end{aligned} \tag{3.2}$$

де \mathcal{N} ($|\mathcal{N}| = N$) – це набір потенційних положень РЛС та $\mathcal{L} = \{i_1, \dots, i_L\}$ ($|\mathcal{L}| = L$) – це набір найбільш оптимальних положень РЛС², таких, що $\mathcal{L} \subseteq \mathcal{N}$ і $L \leq N$, \mathcal{I} – це набір вибраних положень РЛС та λ_g – це обмеження (поріг) на величину цільової функції.

Функціями оцінки в оптимізаційних задачах такого типу зазвичай вибираються наступні скалярні функції коваріаційної матриці похибок: 1) максимальне власне значення (E-optimality); 2) слід (A-optimality); 3) логарифм детермінанту (D-optimality). Використовуються також інші функції такі, як взаємна інформація, ентропія та перехресна ентропія [73], [103]. Взагалі, задача вибору оптимального положення сенсорів є комбінаторною. А це означає, що для її розв'язку необхідно використовувати альтернативні алгоритми оптимізації. Наприклад, алгоритми конвексної оптимізації, що базуються на релаксації булевого обмеження $\{0, 1\}^N$ на величину вагових коефіцієнтів.

Умова випуклості. Якщо \mathbf{X} – це випукла множина в дійсному векторному просторі та $f(\cdot)$ – це функція $\mathbf{X} \rightarrow \mathbf{R}$. $f(\cdot)$ є випуклою якщо

$$f(tx_1 + (1 - t)x_2) \leq tf(x_1) + (1 - t)f(x_2), \forall x_1, x_2 \in \mathbf{X}, 0 \leq t \leq 1. \tag{3.3}$$

Прикладами випуклих функцій є норма вектору, геометричне середнє значення та логарифм детермінанту (ввігнута функція) [11]. Методи конвексної оптимізації потребують значного часу розрахунку, що прямопропорційний кубу кількості елементів множини потенційних положень РЛС. З іншого боку, час розрахунку жадібних алгоритмів має лінійну залежність від кількості елементів множини. Проте, цільова функція при використанні таких алгори-

²дані положення також називатимуться найбільш інформативними

тмів повинна задовольняти умову субмодулярності.

Умова субмодулярності. Умова субмодулярності функції відноситься до концепції спадної прибутковості в економіці та означає наступне. Для двох наборів \mathcal{X} та \mathcal{Y} , таких, що $\mathcal{X} \subset \mathcal{Y} \subset \mathcal{N}$ та j -ий елемент $j \in \mathcal{N} \setminus \mathcal{Y}$, функція $f(\cdot)$ є субмодулярною якщо

$$f(\mathcal{X} + j) - f(\mathcal{X}) \geq f(\mathcal{Y} + j) - f(\mathcal{Y}). \quad (3.4)$$

Дана властивість дозволяє знайти рішення, близьке до оптимального, використовуючи жадібні алгоритми [28]. Так, наприклад, логарифм детермінанту, перехресна інформація та ентропія є субмодулярними функціями. Іншою субмодулярною функцією, що була запропонована в [80] як наближення функції середньоквадратичної похибки, є потенціал фрейму. Було показано, що крім лінійної залежності часу розрахунку від кількості потенційних положень РЛС, використання жадібних алгоритмів дозволяє отримати результати, порівняні з конвексними алгоритмами за оптимальністю.

3.2 Функції, що характеризують точність оцінки параметрів цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах

В даному розділі розглядається нелінійна модель вимірювань в загальному вигляді (2.1). Оскільки коваріаційна матриця похибок для нелінійної моделі вимірювань залежить від вектору параметрів оцінки α , то відповідні цільові функції також залежатимуть від α [49]. Тому, в даному випадку простір вектору параметрів представляється у вигляді набору вузлових точок \mathcal{M} з можливими значеннями вектору параметрів $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M\}$. Крім того, нелінійна модель вимірювань (2.1) лінеаризується навколо кожної з даних

вузлових точок α_m , використовуючи розклад в ряд Тейлора:

$$\mathbf{y} \approx \mathbf{f}(\alpha_m) + \mathbf{G}_m^{(N)}(\alpha - \alpha_m) + \xi, \quad (3.5)$$

де компоненти матриці $\mathbf{G}_m^{(N)} \in \mathbb{R}^{NQ \times K}$ визначаються як

$$[\mathbf{G}_m^{(N)}]_{(n-1)Q+q,k} = \left. \frac{\partial f_{(n-1)Q+q}(\alpha)}{\partial \alpha_k} \right|_{\alpha=\alpha_m}; \quad q = 1, \dots, Q; \quad n = 1, \dots, N; \quad k = 1, \dots, K; \\ m = 1, \dots, M.$$

3.2.1 Середньоквадратична похибка

Для моделі вимірювань з адитивним гаусовим шумом з дисперсією σ^2 , вираз для середньоквадратичної похибки (що в даному випадку є еквівалентним нерівності Крамера-Рао) функції оцінки вектору параметрів α_m з використанням вимірювань множини \mathcal{L} РЛС, описується виразом:

$$\text{MSE} = \text{E}(\|\alpha_m - \hat{\alpha}_m\|_2^2) = \sigma^2 \sum_{k=1}^K \frac{1}{\lambda_{m,k}}, \quad (3.6)$$

де $\lambda_{m,k}$ – це k -те власне число матриці $\mathbf{T}_m^{(\mathcal{L})} = \mathbf{G}_m^{\dagger(\mathcal{L})} \mathbf{G}_m^{(\mathcal{L})} \in \mathbb{R}^{K \times K}$, і матриця $\mathbf{G}_m^{(\mathcal{L})} \in \mathbb{R}^{LQ \times K}$ описується виразом $[\mathbf{G}_m^{(\mathcal{L})}]_{(l-1)Q+q,k} = [\mathbf{G}_m^{(N)}]_{(il-1)Q+q,k}$.

Функція середньоквадратичної похибки має багато локальних мінімумів і тому, не є практичною у використанні. Альтернативними цільовими функціями є мінімальне власне число, логарифм детермінанту (ЛД) та потенціал фрейму (ПФ). Крім того, було показано, що функції ЛД і ПД є монотонними і субмодулярними, а це дає можливість використовувати їх в жадібних алгоритмах [80], [88].

3.2.2 Потенціал фрейму

В теорії фреймів, фрейм визначається як узагальнення поняття базису векторного простору до множин, що можуть бути лінійно залежними. По-

тенціал фрейму є скалярною властивістю фрейму, що є мірою ортогональності між векторами. Відповідно до [80], ПФ для лінійної моделі вимірювань визначається як:

$$\text{FP}(\mathcal{L}) = \sum_{i,j \in \mathcal{L}} |\psi_i \cdot \psi_j|^2, \quad (3.7)$$

де ψ_j це j -й рядок матриці $\Psi \in \mathbb{R}^{L \times K}$, що описує відому лінійну модель. В даній роботі, цей вираз адаптується до моделі нелінійних вимірювань Q числом семплів, виміряних за час інтегрування в одній РЛС з набору \mathcal{L} :

$$\text{FP}_m(\mathcal{L}) = \sum_{i,j \in \mathcal{L}} \left| \text{tr} \{ \mathbf{G}_m^{(i)} \mathbf{G}_m^{(j)\dagger} \} \right|^2, \quad (3.8)$$

де $\mathbf{G}_m^{(i)} \in \mathbb{R}^{Q \times K}$ – це підматриця матриці $\mathbf{G}_m^{(N)}$, що визначається як $[\mathbf{G}_m^{(i)}]_{q,k} = [\mathbf{G}_m^{(N)}]_{(i-1)Q+q,k}$. Мінімізація функції ПФ є еквівалентною до мінімізації функції середньоквадратичної похибки. В той час як функція середньоквадратичної похибки має багато локальних мінімумів, використання функції ПФ дозволяє знайти оптимальне рішення, близьке до мінімуму функції середньоквадратичної похибки. Оскільки значення ПФ FP_m з (3.8) буде різним для різних вузлових точок α_m простору параметрів, для даної моделі нелінійних вимірювань розглядається задача мінімізації сумарної (зваженої) величини потенціалу фрейму:

$$\text{FP}(\mathcal{L}) = \sum_{m=1}^M p_m \text{FP}_m(\mathcal{L}), \quad (3.9)$$

де $p_m > 0$ – це ваговий коефіцієнт, що визначає ймовірність того, що дійсне значення вектору параметрів α відповідає значенню у вузловій точці α_m ; $\sum_{m=1}^M p_m = 1$. Якщо можливі значення вектору параметрів цілі (можливі положення цілі, наприклад) мають рівномірний розподіл в просторі параметрів, тоді $p_m = 1/M$. Вищі значення вагового коефіцієнту, що відповідатимуть вищим значенням відповідних ПФ FP_m , дадуть в результаті "зміщене ріше-

ння"при виборі координат РЛС з метою отримання вищої точності оцінки вектору параметрів цілі $\boldsymbol{\alpha}_m$ у відповідній вузловій точці. Прикладом такого сценарію є простір можливого положення цілі, в якому вищі значення вагових коефіцієнтів присвоюються вузловим точкам, що лежать на межі даного простору. Одним із застосувань такого сценарію є знаходження оптимальної топології БПРЛС для контролю прикордонних територій.

Монотонна цільова функція, що максимізується за допомогою жадібного алгоритму має вигляд:

$$F(\mathcal{S}) = \text{FP}(\mathcal{N}) - \text{FP}(\mathcal{N} \setminus \mathcal{S}), \quad (3.10)$$

де $\mathcal{S} = \mathcal{N} \setminus \mathcal{L}$.

3.2.3 Логарифм детермінанту

Логарифм детермінанту коваріаційної матриці похибок визначає об'єм еліпсоїда похибок

$$\text{LD}_m(\mathcal{L}) = \log \det \left[\sum_{i \in \mathcal{L}} \text{tr} \{ \mathbf{G}_m^{(i)} \mathbf{G}_m^{(i)\dagger} \} \right]^{-1}. \quad (3.11)$$

Аналогічно до зваженого потенціалу фрейму, вираз для зваженого сумарного значення логарифму детермінанту визначається наступним чином

$$\text{LD}(\mathcal{L}) = \sum_{m=1}^M p_m \log \det \left[\sum_{i \in \mathcal{L}} \text{tr} \{ \mathbf{G}_m^{(i)} \mathbf{G}_m^{(i)\dagger} \} \right]^{-1}. \quad (3.12)$$

Відповідна монотонна субмодулярна функція дається наступним виразом [81]:

$$F(\mathcal{L}) = - \sum_{m=1}^M p_m \left(\log \det \left[\sum_{i \in \mathcal{L}} \text{tr} \{ \mathbf{G}_m^{(i)} \mathbf{G}_m^{(i)\dagger} \} + \epsilon \mathbf{I}_K \right]^{-1} + K \log \epsilon \right), \quad (3.13)$$

де $\epsilon > 0$ – це мале позитивне число, \mathbf{I}_K – це одинична матриця, розміром K , член $(K \log \epsilon)$ додається для того, щоб функція (3.13) була рівною нулю для пустої множини \mathcal{L} .

3.2.4 Максимальне власне число матриці коваріацій

Максимальне власне число матриці коваріацій є рівним мінімальному власному числу інформаційної матриці Фішера $\lambda_{\min}(\text{FIM})$, що в свою чергу визначає довжину половини головної півосі еліпсоїда похибок, що пропорційна величині максимальної похибки оцінки. Детальні викладки для розрахунку інформаційної матриці Фішера було наведено в четвертому розділі даного дисертаційного дослідження.

В алгоритмі конвексної оптимізації, мінімальне власне число інформаційної матриці Фішера $\lambda_{\min}(\text{FIM})$ використовується для обмеження величини максимальної похибки оцінки параметрів цілі $\boldsymbol{\sigma}_{pos} = \tilde{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda}$ з порогом λ_g . Величини даної похибки повинна лежати в межах еліпсоїду з центром в точці $\boldsymbol{\lambda}$, довжиною найдовшої осі R_e та ймовірністю вище P_e : $\Pr(\|\boldsymbol{\sigma}_{pos}\|_2 \leq R_e) \geq P_e$ [36].

Ймовірність P_e визначається як [98]:

$$P_e(q) = \frac{K}{2^{K/2}\Gamma(K/2 + 1)} \int_0^{\sqrt{q}} \rho^{K-1} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2}\right) d\rho, \quad (3.14)$$

де K – кількість параметрів оцінки; $\Gamma(\cdot)$ – Гамма-функція; q – константа, що визначає розмір K -вимірного простору, обмеженого поверхнею. Для двовимірного випадку такою поверхнею є еліпс, для тривимірного – еліпсоїд. В загальному випадку K вимірів розглядаються як гіпереліпсоїд.

При оцінці тривимірного положення цілі та вектору швидкості $K = 6$, для двовимірного: $K = 4$. Для оцінки тільки дво-, тривимірного положення цілі $K = 2$ та $K = 3$ відповідно. Величини ймовірностей для різних значень K

набувають вигляду:

$$P_e(q) = 1 - \exp(-q/2), \quad K = 2 \quad (3.15)$$

$$P_e(q) = \operatorname{erf}(\sqrt{q}/2) - \frac{\sqrt{2q}}{\pi} \exp(-q/2), \quad K = 3 \quad (3.16)$$

$$P_e(q) = 1 - \exp(-q/2) \left(\frac{q}{2} + 1 \right), \quad K = 4 \quad (3.17)$$

$$P_e(q) = 1 - \exp(-q/2) \left(\frac{q^2}{8} + \frac{q}{2} + 1 \right), \quad K = 6 \quad (3.18)$$

де функція похибок визначається як:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\sqrt{k}} \exp(-t^2) dt. \quad (3.19)$$

Головна вісь гіпереліпсоїду має довжину $2R_e = 2\sqrt{\frac{q}{\lambda_{\min}(FIM)}}$. Дане співвідношення дозволяє знайти обмеження на мінімальне власне число матриці Фішера. Наприклад, для двовимірної локалізації дане обмеження має вигляд:

$$\lambda_g = \frac{2}{R_e^2} \ln \frac{1}{1 - P_e}. \quad (3.20)$$

3.3 Мультимодальний вектор параметрів оцінки

Без обмеження на універсальність результатів, розглянемо модель, де вектор параметрів оцінки включає кілька модальностей. Прикладами такої моделі є одночасна оцінка часу затримки сигналу, радіальної швидкості та/або азимуту до цілі в одній РЛС. Практично, вектор параметрів оцінки для кожної вузлової точки в просторі параметрів буде об'єднанням двох векторів

різних розмірностей $\boldsymbol{\alpha}_m = [\boldsymbol{\alpha}_{m,1}, \boldsymbol{\alpha}_{m,2}]^T$, де $\boldsymbol{\alpha}_{m,1} \in \mathbb{R}^{K_1}$ та $\boldsymbol{\alpha}_{m,2} \in \mathbb{R}^{K_2}$, де загальне число параметрів оцінки є рівним $K = K_1 + K_2$. Це в свою чергу призводить до умовного розділення на дві підматриці $\mathbf{G}_m^{(\mathcal{N})}$ як $\mathbf{G}_m^{(\mathcal{N})} = [\mathbf{G}_{m,1}^{(\mathcal{N})}, \mathbf{G}_{m,2}^{(\mathcal{N})}]$ з матрицями $\mathbf{G}_{m,1}^{(\mathcal{N})} \in \mathbb{R}^{QN \times K_1}$ та $\mathbf{G}_{m,2}^{(\mathcal{N})} \in \mathbb{R}^{QN \times K_2}$.

В такому випадку вираз для розрахунку середньоквадратичної похибки матиме вигляд:

$$\text{MSE} = \text{E}(\|\boldsymbol{\alpha}_{m,1} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{m,1}\|_2^2) + \text{E}(\|\boldsymbol{\alpha}_{m,2} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{m,2}\|_2^2). \quad (3.21)$$

Проте, оскільки вектори $\boldsymbol{\alpha}_{m,1}$ та $\boldsymbol{\alpha}_{m,2}$ представляють різні модальності, величини похибок оцінки їх параметрів трактуються по-різному. Тому вводяться додаткові вагові коефіцієнти $w_{m,1}$ та $w_{m,2}$ для розрахунку (3.21) для того, щоб по-різному трактувати кожен з членів:

$$\text{MSE} = w_{m,1} \text{E}(\|\boldsymbol{\alpha}_{m,1} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{m,1}\|_2^2) + w_{m,2} \text{E}(\|\boldsymbol{\alpha}_{m,2} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{m,2}\|_2^2). \quad (3.22)$$

Це може бути однозначно відображено в моделі вимірювань (3.5), що набуває вигляду:

$$\mathbf{y} \approx \mathbf{f}(\boldsymbol{\alpha}_m) + \tilde{\mathbf{G}}_m^{(\mathcal{N})} (\tilde{\boldsymbol{\alpha}} - \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_m) + \boldsymbol{\xi}, \quad (3.23)$$

де $\tilde{\mathbf{G}}_m^{(\mathcal{N})}$ – це видозмінена матриця вимірювань з ваговими коефіцієнтами:

$$\tilde{\mathbf{G}}_m^{(\mathcal{N})} = \left[\frac{1}{\sqrt{w_{m,1}}} \mathbf{G}_{m,1}^{(\mathcal{N})}, \frac{1}{\sqrt{w_{m,2}}} \mathbf{G}_{m,2}^{(\mathcal{N})} \right], \quad (3.24)$$

де $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_m = [\sqrt{w_{m,1}} \boldsymbol{\alpha}_{m,1}, \sqrt{w_{m,2}} \boldsymbol{\alpha}_{m,2}]^T$ – це зважений вектор параметрів. Використовуючи модель (3.23) для розрахунку субмодулярних функцій оцінки (3.10) та (3.13), ми однозначно пов'язуємо дані функції з величиною середньоквадратичної похибки оцінювання (3.22). Можливість оперувати з вагами p_m , $w_{m,1}$, and $w_{m,2}$, розширює спектр можливих застосувань алгоритму оптиміза-

ції. Наприклад, оптимізаційний алгоритм може застосовуватися для моделей, де частина вузлових точок вектору параметрів є мультимодальними, а інша частина точок має одну модальність.

Розрахунок цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту для радіолокаційних станцій неперервної дії з частотною модуляцією. На наступному кроці буде виведено аналітичні вирази для розрахунку цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту. Виведено вирази, що характеризують потенційну точність оцінки часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією. Дані вирази використовуються для розрахунку цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту.

Потенційна точність оцінки РЛС неперервної дії з частотною модуляцією. Нехай фіксована частота вибірки є результатом Q вибірок сигналу за час DT_s в кожній з РЛС. Модель вимірювання кожної РЛС задається виразом 2.1) для $N = 1$ ($\mathcal{N} = \{1\}$). Лінеаризуємо функцію, що описує нелінійний сигнал $\mathbf{f}(\boldsymbol{\alpha}_m)$ навколо кожного з параметрів вектору $\boldsymbol{\beta}_m = [\beta_{m,1}, \beta_{m,2}]^T$ з $J = 2$ компонентами, $\beta_{m,1} = \tau_m$ and $\beta_{m,2} = \omega_{d_m}$. таким чином, елементи матриці $\mathbf{G}_m^{(1)} \in \mathbb{R}^{Q \times J}$ матимуть вигляд $[\mathbf{G}_m^{(1)}]_{q,j} = \frac{\partial f_q(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \beta_{m,j}} \frac{1}{\sqrt{w_{m,j}}}$ ($j = 1, \dots, J$) з

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_q(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \beta_{m,1}} &= -j|A_m^{(1)}| \left[\omega_c + 2\text{frac}\left(\frac{t_q - \tau_m^{(1)}}{T_s}\right) \Delta\omega - \omega_{d_m}^{(1)} \right] \\ &\quad \times e^{j(t_q - \tau_m^{(1)}) \left[\omega_c + \text{frac}\left(\frac{t_q - \tau_m^{(1)}}{T_s}\right) \Delta\omega - \omega_{d_m}^{(1)} \right] + j\varphi_m^{(1)}}; \\ \frac{\partial f_q(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \beta_{m,2}} &= -j|A_m^{(1)}| \left(t_q - \tau_m^{(1)} \right) e^{j(t_q - \tau_m^{(1)}) \left[\omega_c + \text{frac}\left(\frac{t_q - \tau_m^{(1)}}{T_s}\right) \Delta\omega - \omega_{d_m}^{(1)} \right] + j\varphi_m^{(1)}}. \end{aligned}$$

Точність оцінки однієї РЛС часу затримки та доплерівської частоти сигналу, відбитого від цілі, що характеризується m ю вузловою точкою вектору пара-

метрів визначаємо наступним виразом:

$$P_m^{(1)} = \text{tr}\{\mathbf{G}_m^{(1)}\mathbf{G}_m^{(1)\dagger}\} = P_m^{(1)}(\tau) + P_m^{(1)}(\omega_d) + 2P_m^{(1)}(\tau, \omega_d), \quad (3.25)$$

де

$$\begin{aligned} P_m^{(1)}(\tau) &= \frac{1}{w_{m,1}} \sum_{q=1}^Q \frac{\partial f_q(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \tau_m^{(1)}} \frac{\partial f_q^*(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \tau_m^{(1)}} = \frac{4}{3} \frac{1}{w_{m,1}} \Delta\omega^2 |A_m^{(1)}|^2 Q; \\ P_m^{(1)}(\omega_d) &= \frac{1}{w_{m,2}} \sum_{q=1}^Q \frac{\partial f_q(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \omega_{d_m}^{(1)}} \frac{\partial f_q^*(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \omega_{d_m}^{(1)}} = \frac{1}{3} \frac{1}{w_{m,2}} T_s^2 D^2 |A_m^{(1)}|^2 Q; \\ P_m^{(1)}(\tau, \omega_d) &= \frac{1}{\sqrt{w_{m,1}w_{m,2}}} \sum_{q=1}^Q \frac{\partial f_q(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \tau_m^{(1)}} \frac{\partial f_q^*(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \omega_{d_m}^{(1)}} = \frac{1}{\sqrt{w_{m,1}w_{m,2}}} \Delta\omega D T_s |A_m^{(1)}|^2 Q; \end{aligned} \quad (3.26)$$

де $w_{m,1}$ та $w_{m,2}$ це вагові коефіцієнти.

Цільові функції потенціал фрейму та логарифм детермінанту для БПРЛС.

Модель вимірювання системи БПРЛС задається виразом (2.1). Вектор параметрів в даній моделі задається параметрами двох різних модальностей: положення цілі та її швидкість. Тому задаємо вектор оцінки: $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_m = [\sqrt{w_{1,m}}\boldsymbol{\alpha}_{m,1}, \sqrt{w_{2,m}}\boldsymbol{\alpha}_{m,2}]$

де $\boldsymbol{\alpha}_{m,1} = [x_m, y_m, z_m]^T$ та $\boldsymbol{\alpha}_{m,2} = [v_{x_m}, v_{y_m}, v_{z_m}]^T$ з $K_1 = 3$ та $K_2 = 3$ компонентами, відповідно. Лінеаризована матриця зважених параметрів, що описує модель системи $\tilde{\mathbf{G}}_m^{(N)} \in \mathbb{R}^{NQ \times (K_1+K_2)}$ складається з двох матриць $\mathbf{G}_{m,1}^{(N)}$ та $\mathbf{G}_{m,2}^{(N)}$, що визначаються наступним чином

$$\begin{aligned} [\mathbf{G}_{m,1}^{(N)}]_{(n-1)Q+q,d} &= \frac{\partial f_{(n-1)Q+q}(\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_m)}{\partial \beta_{m,1}} \frac{\partial \beta_{m,1}}{\partial [\boldsymbol{\alpha}_{m,1}]_d} \frac{1}{\sqrt{w_{m,1}}} + \frac{\partial f_{(n-1)Q+q}(\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_m)}{\partial \beta_{m,2}} \frac{\partial \beta_{m,2}}{\partial [\boldsymbol{\alpha}_{m,1}]_d} \frac{1}{\sqrt{w_{m,2}}}; \\ [\mathbf{G}_{m,2}^{(N)}]_{(n-1)Q+q,b} &= \frac{\partial f_{(n-1)Q+q}(\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_m)}{\partial \beta_{m,2}} \frac{\partial \beta_{m,2}}{\partial [\boldsymbol{\alpha}_{m,2}]_b} \frac{1}{\sqrt{w_{m,2}}}; \end{aligned}$$

з $d = 1, \dots, K_1$ та $b = 1, \dots, K_2$.

Таким чином, цільові функції ПФ та ЛД для БПРЛС, що складаються з

РЛС неперервної дії з частотною модуляцією, визначаються:

$$\text{LD}(\mathcal{L}) = \sum_{m=1}^M p_m \left(\log \det \left(\sum_{i \in \mathcal{L}} \mathbf{T}_m^{(i)} + \epsilon \mathbf{I}_K \right)^{-1} + K \log \epsilon \right), \quad (3.27)$$

$$\text{FP}(\mathcal{L}) = \sum_{m=1}^M p_m \sum_{i,j \in \mathcal{L}} \mathbf{S}_m^{(i,j)}, \quad (3.28)$$

де $\mathbf{T}_m^{(i)} = \tilde{\mathbf{G}}_m^{(i)\dagger} \tilde{\mathbf{G}}_m^{(i)}$, $\mathbf{S}_m^{(i,j)} = \sum_{n=1, l=1}^K [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{n,l} [\mathbf{T}_m^{(j)}]_{n,l}$. Аналітичні вирази для розрахунку елементів матриці $\mathbf{T}_m^{(i)}$ наведено в наступному абзаці.

Розрахунок цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту для виразів (3.28) та (3.27). Матриця $\mathbf{T}_m^{(i)} = \tilde{\mathbf{G}}_m^{(i)\dagger} \tilde{\mathbf{G}}_m^{(i)}$ з $\tilde{\mathbf{G}}_m^{(i)} = \left[\frac{1}{\sqrt{w_{m,1}}} \mathbf{G}_{m,1}^{(i)}, \frac{1}{\sqrt{w_{m,2}}} \mathbf{G}_{m,2}^{(i)} \right]$ це лінеаризована матриця зважених параметрів для моделі оцінки вектору параметрів цілі різних модальностей. Матриці $\mathbf{G}_{m,1}^{(i)} \in \mathbb{R}^{Q \times K_1}$ та $\mathbf{G}_{m,2}^{(i)} \in \mathbb{R}^{Q \times K_2}$ визначаються як $[\mathbf{G}_{m,1}^{(i)}]_{q,d} = \frac{\partial f_q(\tilde{\alpha}_m)}{\partial \beta_{m,1}} \frac{\partial \beta_{m,1}}{\partial [\alpha_{m,1}]_d} \frac{1}{\sqrt{w_{m,1}}} + \frac{\partial f_q(\tilde{\alpha}_m)}{\partial \beta_{m,2}} \frac{\partial \beta_{m,2}}{\partial [\alpha_{m,1}]_d} \frac{1}{\sqrt{w_{m,2}}}$ та $[\mathbf{G}_{m,2}^{(i)}]_{q,b} = \frac{\partial f_q(\tilde{\alpha}_m)}{\partial \beta_{m,2}} \frac{\partial \beta_{m,2}}{\partial [\alpha_{m,2}]_b} \frac{1}{\sqrt{w_{m,2}}}$ з $d = 1, \dots, K_1$ та $b = 1, \dots, K_2$. Вектор параметрів $\tilde{\alpha}_m = [\sqrt{w_{m,1}} \alpha_{m,1}, \sqrt{w_{m,2}} \alpha_{m,2}]^T$ з $\alpha_{m,1} = [x_m, y_m, z_m]^T$ та $\alpha_{m,2} = [v_{x_m}, v_{y_m}, v_{z_m}]^T$.

Елементи матриці $\mathbf{T}_m^{(i)}$ розраховуються наступним чином:

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{11} = P_m^{(i)}(\tau) \left(\frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \right)^2 + P_m^{(i)}(\omega_d) \left(\frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m} \right)^2 + 2P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m};$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{12} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{21} &= P_m^{(i)}(\tau) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} + P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m} \\ &+ P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{13} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{31} &= P_m^{(i)}(\tau) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} + P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m} \\
&+ P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m};
\end{aligned}$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{14} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{41} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{15} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{51} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{16} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{61} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial x_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{22} = P_m^{(i)}(\tau) \left(\frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} \right)^2 + 2P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m} + P_m^{(i)}(\omega_d) \left(\frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m} \right)^2;$$

$$\begin{aligned}
[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{23} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{32} &= P_m^{(i)}(\tau) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} + P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m} \\
&+ P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m};
\end{aligned}$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{24} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{42} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{25} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{52} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{26} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{62} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial y_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{33} = P_m^{(i)}(\tau) \left(\frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} \right)^2 + 2P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m} + P_m^{(i)}(\omega_d) \left(\frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m} \right)^2;$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{34} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{43} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{35} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{53} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{36} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{63} = P_m^{(i)}(\tau, \omega_d) \frac{\partial \tau_m^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}} + P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial z_m} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{44} = P_m^{(i)}(\omega_d) \left(\frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}} \right)^2;$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{45} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{54} = P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{46} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{64} = P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{x_m}} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{55} = P_m^{(i)}(\omega_d) \left(\frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}} \right)^2;$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{56} = [\mathbf{T}_m^{(i)}]_{65} = P_m^{(i)}(\omega_d) \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{y_m}} \frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}};$$

$$[\mathbf{T}_m^{(i)}]_{66} = P_m^{(i)}(\omega_d) \left(\frac{\partial \omega_{d_m}^{(i)}}{\partial v_{z_m}} \right)^2.$$

Похідні функцій часу затримки та доплерівської частоти по параметрах векторів положення та швидкості цілі наведено у виразах (2.33) та (2.34). Матриця $\mathbf{T}_m^{(i)}$ може бути адаптована для моделей оцінки тільки вектору положення цілі або швидкості. Наприклад, для оцінки тривимірного положення цілі з використанням методу трилатерації, вектор параметрів оцінки має вигляд: $\boldsymbol{\alpha}_m = [x_m, y_m, z_m]^T$. Елементи матриці вимірювань $\mathbf{G}_{m,1}^{(i)} \in \mathbb{R}^{Q \times K_1}$ задаються $[\mathbf{G}_{m,1}^{(i)}]_{q,d} = \frac{\partial f_q(\boldsymbol{\alpha}_m)}{\partial \beta_{m,1}} \frac{\partial \beta_{m,1}}{\partial [\boldsymbol{\alpha}_m]_d}$. Матриця $\mathbf{T}_m^{(i)} \in \mathbb{R}^{K_1 \times K_1}$ розраховується для $w_{m,2} = 0$.

3.4 Алгоритми оптимізації топології багатопозиційних радіолокаційних систем з моностатичною архітектурою

Для простоти, зроблено припущення, що параметри усіх РЛС системи є однаковими.

3.4.1 Алгоритм конвексної оптимізації

Алгоритм конвексної оптимізації для знаходження оптимальної топології РЛС формулюється як вибір *мінімального* числа положень РЛС з N потенційних положень для задоволення визначених вимог до точності оцінки параметрів цілі $\boldsymbol{\alpha}_m$ в кожній з вузлових точок M . Така постановка оптимізаційної задачі задається виразом (3.1), де обмеження на мінімальне власне число матриці Фішера, λ_{\min} , використовується як показник точності оцінки параметрів цілі.

Оптимізаційна задача мінімізації кількості елементів множини вибраних позицій РЛС формулюється як мінімізація l_1 -норми вектору вагових коефіцієнтів $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^N$, що можуть приймати значення $0 \leq w^{(n)} \leq 1$. Таке обмеження на величини вагових коефіцієнтів є релаксацією булевого обмеження $\{0, 1\}$, що означає ігнорування або вибір відповідного n -го положення. В розділі 2 було показано математичну залежність функції оцінки вектору параметрів цілі в $2D/3D$ просторі від точності оцінки параметрів сигналу в одній РЛС $\boldsymbol{\psi}_m^{(n)} = [\tau_m^{(n)}, \omega_{d_m}^{(n)}, |A_m^{(n)}|, \varphi_m^{(n)}]$. Крім того, матриця Фішера в даному випадку має адитивний характер і визначається наступним чином:

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}_m) = \sum_{n=1}^N \mathbf{I}^{(n)}(\boldsymbol{\alpha}_m), \quad (3.29)$$

де $\mathbf{I}^{(n)}(\boldsymbol{\alpha}_m)$ – це матриця Фішера оцінки параметрів цілі в n -й РЛС. Таким чином, вклад кожної з РЛС в потенційну точність оцінки вектору параметрів цілей можна проінтерпретувати як використання вимірювань параметрів сигналу тієї чи іншої РЛС для оцінки вектору параметрів цілі. Це можна запи-

сати наступним чином:

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}_m) = \sum_{n=1}^N w^{(n)} \mathbf{I}^{(n)}(\boldsymbol{\alpha}_m), \quad (3.30)$$

де кожен з параметрів вектору $w^{(n)}$ визначає вибір чи ігнорування n -ї (позиції) РЛС, іншими словами: використання чи невикористання вимірювань відповідної РЛС. Крім того, для забезпечення розрідженого рішення, вводиться додатковий вектор $\mathbf{u} = [u^{(1)}, \dots, u^{(N)}]^T$ з метою використання алгоритму ітеративного зваження l_1 -норми [13]. Таким чином, оптимізаційна задача (3.1) матиме вигляд

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_k &= \arg \min (\mathbf{u}_k^T \mathbf{w}), \quad \mathbf{w} \in R^N \\ s.t. \quad & \sum_{n=1}^N w^{(n)} \mathbf{I}^{(n)}(\boldsymbol{\alpha}_m) - \lambda_g \mathbb{1}_3 \geq 0, \quad m = 1, \dots, M; \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{w} \\ \mathbf{w}^T & 1 \end{bmatrix} \geq 0; \\ & \text{diag}(\mathbf{W}) = \mathbf{w}; \end{aligned} \quad (3.31)$$

де $\mathbf{W} = \mathbf{w}\mathbf{w}^T$; обмеження $\begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{w} \\ \mathbf{w}^T & 1 \end{bmatrix} \geq 0$ є еквівалентом обмеження типу $\mathbf{W} \geq \mathbf{w}\mathbf{w}^T$ і називається релаксацією оригінальної неконвексної задачі квадратичного програмування з квадратичними обмеженнями (non-convex quadratically constrained quadratic programs [QCQP]) шляхом використання напіввизначеного програмування (semidefinite programming [SDP]). Квадратичне обмеження в даному випадку мало форму $\mathbf{W} = \mathbf{w}\mathbf{w}^T$. Алгоритм 1 містить псевдокод конвексної оптимізації даної задачі (ϵ – це мале число, що запобігає діленню на нуль).

Для покращення результатів, отриманих за допомогою даного алгоритму,

Алгоритм 1: Алгоритм конвексної оптимізації топології моностатичних РЛС в системі БПРЛС

Вхідні дані : M матриць $\mathbf{G}_m^{(N)}$; множина потенційних положень РЛС \mathcal{N} ; функція, що характеризує точність оцінки параметрів цілі в БПРЛС $\lambda_{\min}(\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}_m))$; вимоги до точності оцінки у формі обмеження на λ_g .

Вихідні дані: Координати мінімальної кількості РЛС.

Ініціалізація: Кількості ітерацій $k = 0$ та вектору зважених коефіцієнтів $\mathbf{u} = \mathbb{1}_N$.

Повторення : До досягнення максимальної кількості ітерацій $k = k_{max}$.

Розв'язок задачі зваженої мінімізації l_1 -норми (3.31) для оптимальної матриці \mathbf{W} в k -й ітерації.

Оновити вектор вагових коефіцієнтів $u_k^{(n)} = 1 / [\epsilon + w_k^{(n)}]$ для кожної $n = 1, \dots, N$ та номер ітерації $k = k + 1$.

можна також використовувати метод рандомізації [20]. Ідея даного методу наступна. Вектор вагових коефіцієнтів \mathbf{w} моделюється як випадкова величина з нормальним законом розподілу $\mathbf{w} \sim \mathcal{N}(\mathbf{w}, \mathbf{W} - \mathbf{w}\mathbf{w}^T)$. Потім знаходиться рішення оптимізаційної задачі (3.31) для необхідної кількості елементів вектору \mathbf{w} з даного розподілу. Дана процедура гарантує, що розв'язок буде щонайменше $2/\pi \approx 64\%$ оптимальним [20].

3.4.2 Жадібний алгоритм

Оптимізаційна задача вибору топології РЛС з використанням жадібного алгоритму формулюється як вибір фіксованої кількості L найбільш інформативних (оптимальних) положень РЛС з N можливих, де число L відомо наперед. Дана задача відповідає формулюванню (3.2). Функції потенціал фрейму та логарифм детермінанту використовуються в алгоритмі жадібної оптимізації як показники точності при виборі топології РЛС.

Максимізація функції потенціал фрейму з (3.10) відповідає видаленню (найменш інформативних) рядків з матриці $\mathbf{G}_m^{(N)}$, в той час як максимізація

функції логарифм детермінанту з (3.13) відповідає вибору (найбільш інформативних) рядків для формулювання матриці $\mathbf{G}_m^{(\mathcal{L})}$. Псевдокод максимізації цих двох функції наведено в алгоритмі 2.

Алгоритм 2: Жадібний алгоритм оптимізації топології моностатичних РЛС в системі БПРЛС

Вхідні дані : M матриць $\mathbf{G}_m^{(\mathcal{N})}$; множина потенційних положень РЛС \mathcal{N} ; кількість положень, що необхідно вибрати L ; функція, що характеризує точність оцінки параметрів цілі в БПРЛС $F(\cdot)$ (з виразу (3.10) або (3.13)).

Вихідні дані: Координати L РЛС.

Ініціалізація: Набору координат РЛС, \mathcal{I} .

1) Для функції зваженого потенціалу фрейму:

$$\mathcal{I} = \arg \min_{i,j \in \mathcal{N}} \sum_{m=1}^M p_m \left| \text{tr} \{ \mathbf{G}_m^{(i)} \mathbf{G}_m^{(j)\dagger} \} \right|^2.$$

2) Для функції (зваженого) логарифму детермінанту:

$$\mathcal{I} = \arg \max_{i \in \mathcal{N}} F(\mathbf{G}_m^{(i)}).$$

Повторення : Поки не знайдено L позицій РЛС

1) Знайти координати однієї РЛС $i = \arg \max_{i \notin \mathcal{I}} F(\mathcal{I} \cup i)$.

2) Оновити \mathcal{I} : $\mathcal{I} = \mathcal{I} \cup i$.

3) Для функції зваженого потенціалу фрейму:

(а) Якщо $|\mathcal{I}| = N - L$, зупинити.

(б) Присвоїти множину вибраних положень РЛС $\mathcal{L} = \mathcal{N} \setminus \mathcal{I}$.

4) Для функції зваженого логарифму детермінанту:

(а) Якщо $|\mathcal{I}| = L$, зупинити.

(б) Присвоїти множину вибраних положень РЛС $\mathcal{L} = \mathcal{I}$.

3.5 Алгоритми оптимізації топології багатопозиційних радіолокаційних систем з бістатичною архітектурою

Для позначення моделі вимірювань мережі бістатичних РЛС, використовується вираз (3.5):

$$\mathbf{y} \approx \mathbf{f}(\boldsymbol{\alpha}_m) + \mathbf{G}_m^{(\mathcal{N})}(\boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{\alpha}_m) + \boldsymbol{\xi}, \quad (3.32)$$

де \mathcal{N} – це множина потенційних положень РЛС $\mathcal{N} = \mathcal{N}_t \cup \mathcal{N}_r$, де \mathcal{N}_t – множина потенційних положень передавальних антен, \mathcal{N}_r – це множина потенційних положень приймальних антен; N – це кількість каналів прийому-передачі $N = N_t N_r$. Множини найбільш оптимальних положень приймальних та передавальних антен визначаються $\mathcal{L}_t = \{s_1, \dots, s_{L_t}\}$ and $\mathcal{L}_r = \{j_1, \dots, j_{L_r}\}$, де $L = L_t L_r$ – це найбільш інформативні вимірювання відповідних каналів прийому-передачі, де L_t та L_r – це кількість вибраних передавальних та приймальних антен.

Задача вибору оптимальних положень бістатичних РЛС мережі БПРЛС відрізняється від задачі вибору оптимальних положень моностатичних РЛС наступним чином:

- 1) *Структурований вибір* вимірювань, що пов'язані між собою (див. Таблиця 3.1).
- 2) Вибір координат передавальних та приймальних антен з одного набору потенційних положень, тобто $\mathcal{N}_t = \mathcal{N}_r = \mathcal{N}$. Це ставить додаткову задачу, що полягає в прийнятті компромісного рішення, де одне потенційне положення може бути використано або для прийому або для передачі (запобігаючи, при цьому вибору моностатичної топології РЛС). Матриця вимірювань має розмір $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{(N^2-N) \times K}$. В даному дисертаційному дослідженні така задача, де потенційні положення приймальних та передавальних РЛС задаються однією множиною, розглядається як модель пересічних сіток передавальних та приймальних антен.

Оптимізаційна задача знаходження оптимальної топології мережі бістатичних РЛС може формулюватися як проблема дизайну розрідженої матриці вибірки $\mathbf{W} \in \mathbb{R}^{N_t \times N_r}$ специфічної структури, що визначається режимом прийому сигналів (кооперативний чи автономний). Матриця вибірки \mathbf{W} визначається наступним чином:

$$\mathbf{W} = \mathbf{w}_t \mathbf{w}_r^T, \quad (3.33)$$

Порівняння задач оптимізації топологій моностатичних та бістатичних РЛС

| Архітектура РЛС | Матриця вимірювань | Примітка |
|-----------------|--|---|
| Моностатичні | $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{N \times K}$ | Кооперативний режим прийому сигналів не впливає на хід оптимізації. |
| Бістатичні | $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{(N_t \cdot N_r) \times K}$ | В ході оптимізації, вимірювання кооперативних РЛС повинні також включатися в розрахунок цільової функції при виборі передавальних та приймальних антен (при кооперативному режимі прийому сигналів) та виключатися з матриці вимірювань (при кооперативному та автономному режимах прийому сигналів). |

де $\mathbf{w}_t \in \mathbb{R}^{N_t}$ та $\mathbf{w}_r \in \mathbb{R}^{N_r}$ – вектори вагових коефіцієнтів передавальних та приймальних РЛС, що визначають вибір (1) чи ігнорування (0) відповідних положень РЛС.

Таким чином, модель вимірювань (3.5) можна записати у вигляді

$$\mathbf{y} \approx \mathbf{f}(\boldsymbol{\alpha}_m) + \text{diag}(\mathbf{W})\mathbf{G}_m^{(N)}(\boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{\alpha}_m) + \boldsymbol{\xi} \quad (3.34)$$

Тоді задача оптимізації топології бістатичних РЛС набуває вигляду:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{W} \in \{0,1\}^{N_t \times N_r}} f(\mathcal{I}) \\ & \text{s.t. } \mathbf{W} = \mathbf{w}_t \mathbf{w}_r^T; \\ & \|\mathbf{w}_t\|_0 = L_t; \\ & \|\mathbf{w}_r\|_0 = L_r. \end{aligned} \quad (3.35)$$

3.5.1 Алгоритм конвексної оптимізації

В даному розділі, розглядається мережа бістатичних РЛС з кооперативним режимом прийому сигналів. Матриця Фішера для такої системи задається виразом:

$$\mathbf{I}(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r, \boldsymbol{\alpha}_m) = \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{s=1}^{N_r} w_t^{(n)} w_r^{(s)} \mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}_m)^{(n,s)}. \quad (3.36)$$

Для знаходження оптимальної топології бістатичних РЛС, положення передавальних N_t та приймальних N_r антен повинні вибиратися одночасно. Цільовою функцією в даному випадку буде сума двох (зважених) l_1 -норм, а оптимізаційна задача формулюється наступним чином

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}_t \in R^{N_t}, \mathbf{w}_r \in R^{N_r}} \left(\mathbf{u}_t^T \mathbf{w}_t + \mathbf{u}_r^T \mathbf{w}_r \right) \\ & s.t. \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{s=1}^{N_r} w_t^{(n)} w_r^{(s)} \mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}_m)^{(n,s)} - \lambda_g \mathbb{1}_3 \geq 0, \quad m = 1, \dots, M \\ & w_t^{(n)} \in \{0, 1\}, \quad n = 1, \dots, N_t \\ & w_r^{(s)} \in \{0, 1\}, \quad s = 1, \dots, N_r \end{aligned} \quad (3.37)$$

де \mathbf{u}_t , \mathbf{u}_r – це вектори вагових коефіцієнтів для приймальних та передавальних позицій, що використовуються для зваженої оптимізації $[\mathbf{u}_t^{(n)}]_k = \frac{1}{\epsilon + [w_t^{(n)}]_k}$ та $[\mathbf{u}_r^{(s)}]_k = \frac{1}{\epsilon + [w_r^{(s)}]_k}$.

Обмеження на власні числа матриці Фішера в (3.37) має форму білінійної матричної нерівності (БМН) (*bilinear matrix inequality* [BMI]). Існують локальні на глобальні методи для знаходження розв'язку задачі БМН. В локальних методах виконується почергова оптимізація векторів \mathbf{w}_t та \mathbf{w}_r . В глобальних методах, рішення може бути знайдено шляхом релаксації проблеми БМН та зведенням її до проблеми лінійної матричної нерівності (ЛМН) (*linear matrix inequality* [LMI]). В даній роботі використовується підхід напівви-

значеної релаксації для вирішення задачі знаходження оптимальної топології мережі бістатичних РЛС.

Метод напіввизначеної релаксації проблеми БМН в задачі знаходження оптимальної топології мережі бістатичних РЛС. При застосуванні даного методу, вводиться нова векторна змінна

$\boldsymbol{\gamma} = [w_t^{(1)}, \dots, w_t^{(N_t)}, w_r^{(1)}, \dots, w_r^{(N_r)}]^T$ для позначення білінійних членів $w_t^{(n)}$ та $w_r^{(s)}$ в (3.37) та відповідне обмеження на елементи даного вектору γ_j [10].

Таким чином, оптимізаційна задача (3.37) набуває вигляду

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}_t \in R^{N_t}, \mathbf{w}_r \in R^{N_r}} \left(\mathbf{u}_t^T \mathbf{w}_t + \mathbf{u}_r^T \mathbf{w}_r \right) \\ & s.t. \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{s=1}^{N_r} g^{(ns)} \mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}_m)^{(n,s)} - \lambda_g \mathbb{1}_3 \geq 0, \quad m = 1, \dots, M \\ & g^{(n,s)} = w_t^{(n)} w_r^{(s)}, \quad n = 1, \dots, N_t, \quad s = 1, \dots, N_r \end{aligned} \quad (3.38)$$

Потім вводиться релаксація обмеження на елементи вектору $\mathbf{g} = \text{vec}(\mathbf{w}_t \mathbf{w}_r^T)$

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}_t \in R^{N_t}, \mathbf{w}_r \in R^{N_r}} \left(\mathbf{u}_t^T \mathbf{w}_t + \mathbf{u}_r^T \mathbf{w}_r \right) \\ & s.t. \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{s=1}^{N_r} g^{(n,s)} \mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}_m)^{(n,s)} - \lambda_g \mathbb{1}_3 \geq 0, \quad m = 1, \dots, M \\ & g^{(n,s)} = w_t^{(n)} w_r^{(s)}, \quad n = 1, \dots, N_t, \quad s = 1, \dots, N_r \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \boldsymbol{\gamma} \\ \boldsymbol{\gamma}^T & 1 \end{bmatrix} \geq 0 \end{aligned} \quad (3.39)$$

де $\mathbf{Y} = \boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\gamma}^T$.

Оптимізаційна задача (3.39) є проблемою напіввизначеного програмування в термінах змінних \mathbf{G} та $\boldsymbol{\gamma}$. Аналогічно до конвексного алгоритму знаходження оптимальної топології моностатичних РЛС, алгоритм оптимізації мережі бістатичних РЛС має вигляд

Алгоритм 3: Алгоритм конвексної оптимізації топології бістатичних РЛС в системі БПРЛС

Вхідні дані : M матриць $\mathbf{G}_m^{(N_t \times N_r)}$; множини потенційних положень передавальних РЛС \mathcal{N}_t та приймальних РЛС \mathcal{N}_r ; функція, що характеризує точність оцінки параметрів цілі в БПРЛС $\lambda_{\min}(\mathbf{I}(\boldsymbol{\alpha}_m))$; вимоги до точності оцінки у формі обмеження на λ_g .

Вихідні дані: Координати мінімальної кількості передавальних та приймальних позицій бістатичних РЛС.

Ініціалізація: Кількості ітерацій $k = 0$ та векторів зважених коефіцієнтів $\mathbf{u}_t = \mathbf{1}_{N_t}$, $\mathbf{u}_r = \mathbf{1}_{N_r}$.

Повторення : До досягнення максимальної кількості ітерацій $k = k_{max}$.

Розв'язок задачі зваженої мінімізації l_1 -норми (3.39) для оптимального вектору $\boldsymbol{\gamma}_k$ в k -й ітерації.

Оновити вектори вагових коефіцієнтів: $[\mathbf{u}_t^{(n)}]_k = \frac{1}{\epsilon + [w_t^{(n)}]_k}$ та

$[\mathbf{u}_r^{(s)}]_k = \frac{1}{\epsilon + [w_r^{(s)}]_k}$ для кожного $n = 1, \dots, N_t$ та $s = 1, \dots, N_r$ та номер ітерації $k = k + 1$.

3.5.2 Жадібний алгоритм

Псевдокод жадібної оптимізації для знаходження оптимальної топології бістатичних РЛС наведено в алгоритмі 4. Даний алгоритм може бути застосований для в сценаріях, коли потенційні положення передавальних та приймальних антен задаються одним набором координат за рахунок ітеративного виключення потенційних координат тих приймальних (передавальних) антен, що співпадають з координатами оптимальних передавальних (приймальних) антен.

3.6 Аналіз часу розрахунку жадібного алгоритму

Обидві функції потенціал фрейму та логарифм детермінанту можна мінімізувати за допомогою жадібного алгоритму 2. Час розрахунку жадібного алгоритму 2 при мінімізації функції логарифм детермінанту є лінійною фун-

Алгоритм 4: Жадібний алгоритм оптимізації топології бістатичних РЛС в системі БПРЛС для функції потенціал фрейму

Вхідні дані : M матриць $\mathbf{G}_m^{(\mathcal{N}_t \times \mathcal{N}_r)}$; дві множини потенційних положень передавальних \mathcal{N}_t та приймальних \mathcal{N}_r РЛС; кількість положень передавальних L_t та приймальних антен L_r , що необхідно вибрати.

Вихідні дані: Координати передавальних L_t та приймальних L_r антен.

Ініціалізація: Наборів координат передавальних \mathcal{S} та приймальних \mathcal{J} антен:

$$\mathcal{S} \cup \mathcal{J} = \arg \max_{s \in \mathcal{S}, j \in \mathcal{J}} F(\mathbf{g}^{(s,j)}).$$

Наборів координат передавальних та приймальних антен, що формують кооперативні пари з вибраними РЛС:

$$\mathcal{A}_t = \{\} \quad (|\mathcal{A}_t| = 0) \quad \text{та} \quad \mathcal{A}_r = \{\} \quad (|\mathcal{A}_r| = 0).$$

Цикл For : $t = 1$ to L_t

Цикл For : $r = 1$ to L_r

1) Знайти оптимальне вимірювання бістатичної пари передавач-приймач

(a) для кооперативного режиму прийому сигналів:

$$\{s, j\} = \arg \max_{s \notin \mathcal{S}, j \notin \mathcal{J}} F(\mathcal{S} \cup s, \mathcal{J} \cup j, \mathcal{A}_t \cup j, \mathcal{A}_r \cup s);$$

(b) для автономного режиму прийому сигналів:

$$\{s, j\} = \arg \max_{s \notin \mathcal{S}, j \notin \mathcal{J}} F(\mathcal{S} \cup s, \mathcal{J} \cup j).$$

2) Оновити

$$\mathcal{S}: \mathcal{S} = \mathcal{S} \cup s;$$

$$\mathcal{J}: \mathcal{J} = \mathcal{J} \cup j;$$

$$\mathcal{A}_t: \mathcal{A}_t = \mathcal{A}_t \cup j;$$

$$\mathcal{A}_r: \mathcal{A}_r = \mathcal{A}_r \cup s;$$

(a) набори приймальних і передавальних антен співпадають,

$$\mathcal{N}_t = \mathcal{N}_r = \mathcal{N};$$

$$\mathcal{N}_t: \mathcal{N}_t = \mathcal{N}_t \setminus \{s \cup j\};$$

$$\mathcal{N}_r: \mathcal{N}_r = \mathcal{N}_r \setminus \{s \cup j\}.$$

(b) набори приймальних і передавальних антен не співпадають,

$$\mathcal{N}_t \neq \mathcal{N}_r;$$

$$\mathcal{N}_t: \mathcal{N}_t = \mathcal{N}_t \setminus s;$$

$$\mathcal{N}_r: \mathcal{N}_r = \mathcal{N}_r \setminus j.$$

кцією по кількості потенційних положень РЛС N , $O(N)$, оскільки в даному алгоритмі розраховується N матриць.

Час розрахунку при мінімізації функції потенціал фрейму пропорційний кубу кількості потенційних положень РЛС N , $O(N^3)$. Це пояснюється тим, що в кожному з $N - L$ кроків, ПФ розраховується $(N - S)^2$ разів ($S = 3, \dots, (N - L)$). Проте, кількість операцій може бути зменшена до $O(N^2)$ з врахуванням рекурсивної властивості функції потенціал фрейму. Таким чином, для задач великої розмірності з $L \ll N$ та $K \ll N$, час знаходження оптимального рішення буде меншим при використанні функції ЛД, ніж при використанні функції ПФ. Крім того, час розрахунку алгоритму 2 при мінімізації функції ЛД, прямопропорційний кубу кількості параметрів оцінки K , $O(K^3)$; а при мінімізації функції ПФ, час розрахунку має лінійну залежність від кількості параметрів оцінки K , $O(K)$. Тобто, мінімізація функції ЛД в задачах, де K є порядку N потребує більшого часу розрахунку, ніж мінімізація функції ПФ.

Висновки до розділу 3

В даному розділі було зроблено наступне.

- 1) Проаналізовано критерії оптимальності, що можуть бути використані в алгоритмах випуклої оптимізації та жадібних алгоритмах.
- 2) Вибрано та адаптовано для моделі нелінійних вимірювань три цільові функції, що є характеристиками коваріаційної матриці похибок: потенціал фрейму, максимальне власне число та логарифм детермінанту.
- 3) Вдосконалено модель, яка містить зважену інформацію, для розрахунку цільових функцій в методах оптимізації топології систем БПРЛС з метою максимізації точності оцінки вектору параметрів цілі різних модальностей. Було запропоновано ввести вагові коефіцієнти у вираз коваріаційної матриці похибок для того, щоб по-різному трактувати ко-

жен з параметрів оцінки різних модальностей. Можливість оперувати вагами розширює спектр можливих застосувань алгоритму оптимізації.

- 4) Виведено вирази, що характеризують потенційну точність оцінки часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією. Дані вирази використовуються для розрахунку цільових функцій потенціал фрейму та логарифм детермінанту.
- 5) Вдосконалено методи оптимізації кількості і топології РЛС системи БПРЛС за рахунок розробки алгоритмів жадібної оптимізації та вдосконалення алгоритмів конвексної оптимізації. Розроблений підхід базується на узагальненій моделі нелінійних вимірювань. Алгоритми конвексної оптимізації формулюються як вибір мінімального числа положень РЛС з заданого числа потенційних положень для задоволення визначених вимог до точності оцінки параметрів цілі. Алгоритми жадібної оптимізації формулюються як вибір фіксованої кількості найбільш інформативних (оптимальних) положень РЛС з заданого числа можливих положень.
- 6) Проаналізовано час розрахунку жадібного алгоритму. В результаті аналізу виявлено, що для задач великої розмірності час знаходження оптимального рішення буде меншим при використанні функції логарифм детермінанту, ніж при використанні функції потенціал фрейму. Крім того, час розрахунку жадібного алгоритму при мінімізації функції логарифм детермінанту, прямопропорційний кубу кількості параметрів оцінки; а при мінімізації функції потенціал фрейму, час розрахунку має лінійну залежність від кількості параметрів оцінки. Тобто, мінімізація функції логарифм детермінанту в задачах, де кількість параметрів оцінки є порядку кількості потенційних положень РЛС потребує більшого часу розрахунку, ніж мінімізація функції потенціал фрейму.

Таким чином, вдосконалені алгоритми можуть бути застосовані не тільки для вибору оптимальних положень РЛС в просторі, а й для вибору оптималь-

них вимірювань в часовій (вибір оптимальних вимірювань в одній РЛС за певний проміжок часу) та просторово-часовій областях (вибір оптимальних вимірювань за певний проміжок часу в БПРЛС з централізованим методом об'єднання даних вимірювань).

РОЗДІЛ 4

ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ОПТИМІЗАЦІЇ КІЛЬКОСТІ І ТОПОЛОГІЇ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ В БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

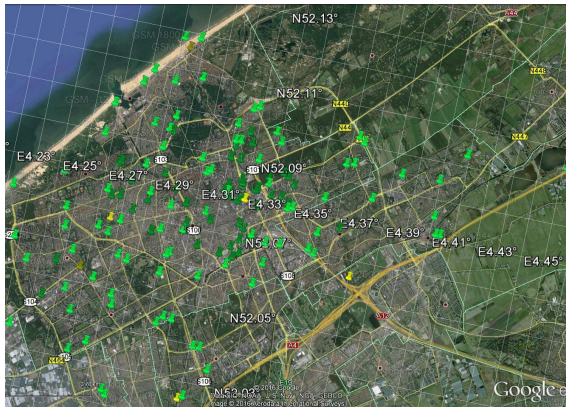
В даному розділі буде застосовано методи оптимізації кількості і топології РЛС для різних типів системи. Метою даного розділу є демонстрація універсальності розроблених методів, порівняння алгоритмів оптимізації та цільових функцій. Зокрема, розглядатимуться мережі як моностатичних так і бістатичних РЛС короткої та середньої дальності дії з кооперативним або ж автономним режимом прийому сигналів.

4.1 Сценарії моделювання

В даному розділі, буде розглянуто три моделі систем БПРЛС:

- 1) БПРЛС для спостереження в повітряному просторі низьких висот з 161 потенційними положеннями РЛС; дані положення були вибрані як такі, що відповідають існуючим положенням антен глобальної системи мобільного зв'язку (GSM) [35];
- 2) територія університету з 117 потенційними положеннями РЛС короткої дальності дії;
- 3) мережа РЛС короткої дальності дії для спостереження в термінальній зоні аеропорту з 42 потенційними положеннями.

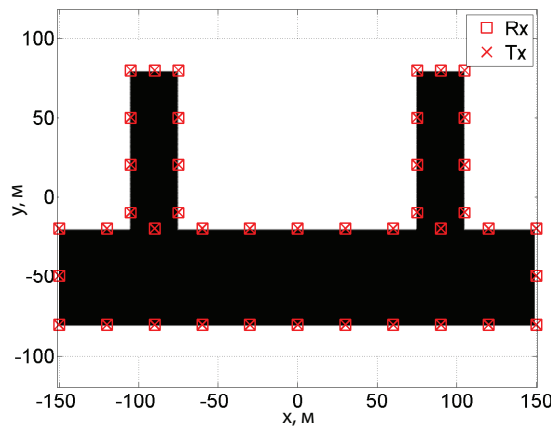
Параметри однієї РЛС для чотирьох сценаріїв наведені в Таблиці 4.1. Для простоти, в даному розділі ці сценарії називатимуться модель міста, модель університету та модель зони аеропорту. В Таблиці 4.2 дається огляд даних моделей з використанням різних параметрів системи БПРЛС та алгоритму оптимізації. Припускається, що координати цілі оцінюються з вимірювань часу затримки сигналу, якщо не зазначено інше.



(а) БПРЛС для спостереження в повітряному просторі низьких висот з 161 потенційними положеннями РЛС; розмір території прибіл. 10 × 12 км



(б) БПРЛС для спостереження на території університету з 117 потенційними положеннями РЛС; розмір території прибіл. 800 × 800 м



(в) БПРЛС для спостереження на території термінальної зони аеропорту з 42 потенційними положеннями РЛС; розмір території прибіл. 300 × 150 м

Рис. 4.1 Моделі потенційних положень системи БПРЛС

4.2 Оптимізація положень мережі моностатичних радіолокаційних станцій

В даному аналізі розглядається модель потенційних положень РЛС на території міста (рис. 4.1а). В другому розділі за допомогою результатів чисельного моделювання було показано, що БПРЛС з кооперативним режимом прийому сигналів дозволяє отримати вищу точність оцінки параметрів цілі

Таблиця 4.1

Параметри однієї РЛС

| Параметр | WiFi сигнал | ЛЧМ сигнал (короткої дальності) | ЛЧМ сигнал (середньої дальності) |
|--|---------------|------------------------------------|-------------------------------------|
| Величина випроміненої потужності, P_t | 20 дБм (EIRP) | 10 дБм (EIRP) | 25 Вт |
| Коефіцієнт підсилення антени, G | 8дБ | 10дБ | 3.8дБ |
| Несуча частота, f_c | 2.4ГГц | 25ГГц | 1.36 ГГц |
| Тривалість імпульсу/символу, T_s | 1мкс | 0.8мкс | 0.5мс |
| Кількість імпульсів інтегрування, N_{puls} . | 512 | 512 | 512 |
| Ширина смуги пропускання, Δf | 11 МГц | 300 МГц | 5 МГц |
| Коефіцієнт шуму, F_n | 10дБ | 8дБ | 10дБ |
| Втрати системи F_{syst} | 4дБ | 15дБ | 6дБ |

Таблиця 4.2

Зв'язок між моделями потенційних положень БПРЛС, типу системи та алгоритмом оптимізації

| Архітектура РЛС та режим прийому сигналу | Конвексний алгоритм (мінімізація λ_{max}) | Жадібний алгоритм (мінімізація ЛД) | Номер підрозділу | Примітки |
|--|--|------------------------------------|------------------|-----------------------------------|
| Моностатичні автономні | територія університету | територія університету | 4.5 | використовується також функція ПФ |
| | територія міста | | 4.2 | включено ефект блокування сигналу |
| | територія аеропорту | | 4.6 | |
| Моностатичні кооперативні | територія міста | | 4.2 | |
| Бістатичні автономні | | територія університету | 4.3 | |
| Бістатичні кооперативні | територія університету | територія університету | 4.3, 4.5 | |
| Бістатичні пасивні | територія аеропорту | | 4.4 | |

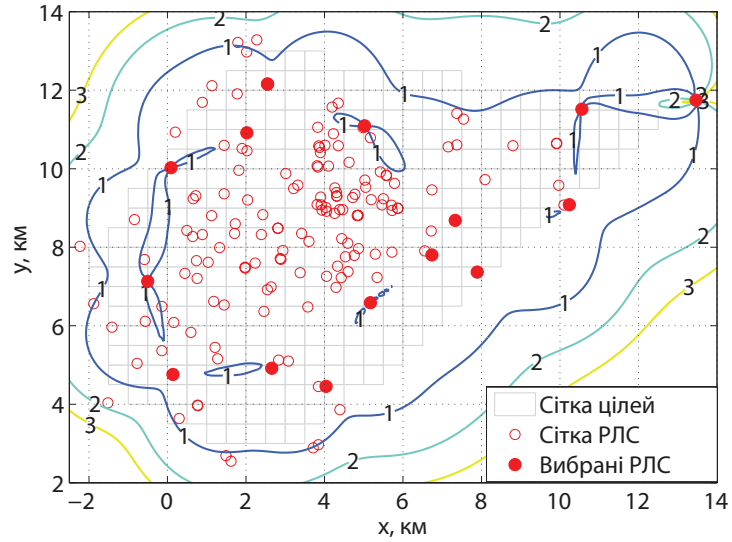
ніж БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів. На рис. 4.2 зображено розподіл похибки локалізації цілі для оптимальних топологій БПРЛС автономного та кооперативного режимів прийому сигналів. Дані результати були отримані з використанням алгоритму конвексної оптимізації (Алгоритм 1) з обмеженням на максимальну величину похибки локалізації цілі $R_e = 3$ м (з ймовірністю $P_e = 95\%$), що задається у вигляді обмеження на максимальне власне число інформаційної матриці Фішера. Як видно з результатів, мінімальна кількість РЛС в мережі з кооперативним режимом прийому сигналів є в три рази меншою ($L = 5$), ніж в мережі з автономним режимом прийому сигналів ($L = 15$). Але при цьому, слід зазначити, що кількість каналів прийому-передачі в мережі з кооперативним режимом прийому сигналів майже в два рази більше, ніж в мережі з кооперативним режимом прийому сигналів і при цьому величина похибки локалізації цілі є вищою для мережі з кооперативним режимом прийому сигналів. Причиною є низький коефіцієнт просторового підсилення при п'яти положеннях РЛС.

4.3 Оптимізація положень мережі бістатичних радіолокаційних станцій

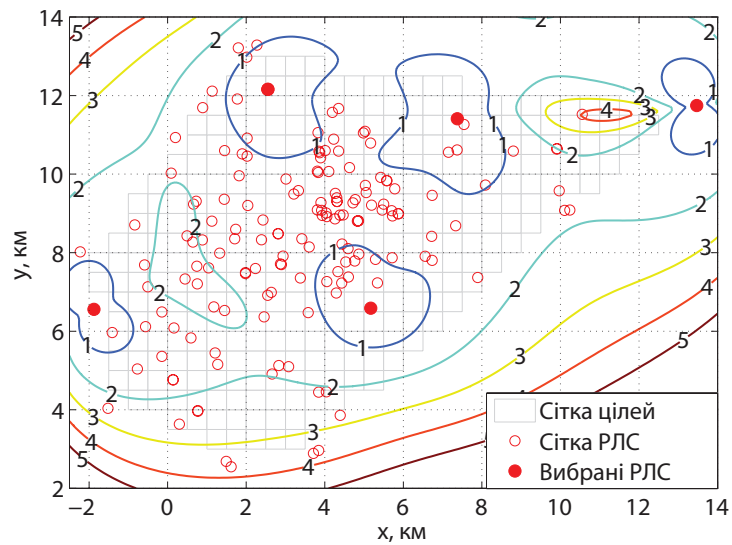
В даному аналізі розглядається територія університету з 117 потенційними положеннями РЛС (рис. 4.1б) та використовується жадібний алгоритм для мінімізації функції логарифм детермінанту при знаходженні оптимальної топології РЛС.

4.3.1 Сітки потенційних положень передавальних та приймальних антен не співпадають

Потенційні положення 58 передавальних та приймальних 59 антен було вибрано випадковим чином з $N = 117$ потенційних положень (рис. 4.5). Ін-



(а) $L = 15$, автономний режим



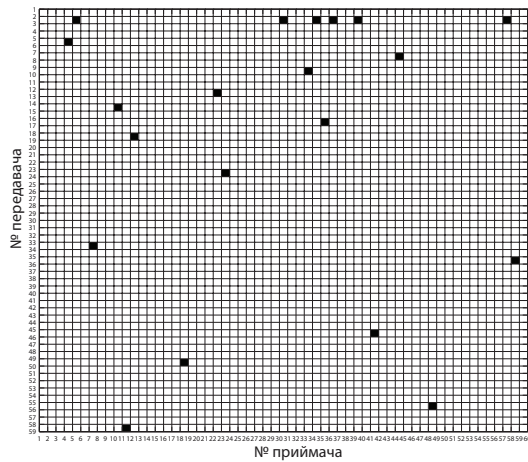
(б) $L = 5$, кооперативний режим

Рис. 4.2 Розподіл похибки локалізації цілі (σ_p , м) в БПРЛС з L моностатичних РЛС, вибраних з $N = 161$ потенційних положень з використанням алгоритму конвексної оптимізації (Алгоритм 1)

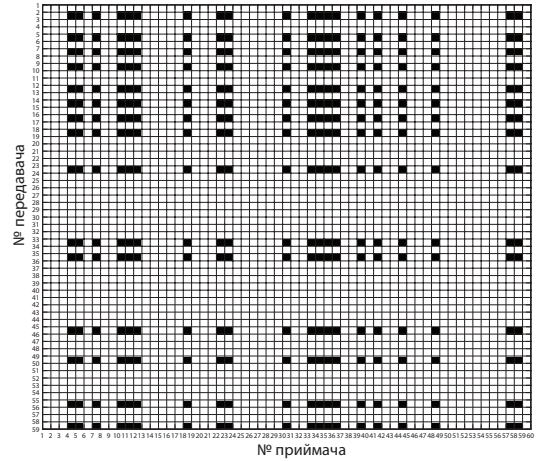
декси вибраних позицій для мережі БПРЛС з кооперативним режимом прийому сигналів та $L_t = 15$, $L_r = 20$ зображено на рис. 4.3а; вибрані позиції та кооперативні пари зображено на рис. 4.3б. Як видно з рис. 4.3а 15 пар передавач-приймач вибрано таким чином, що в кожного з передавачів є виділений приймач. Це, свого роду, є очікуваною поведінкою алгоритму, при якому вибирається максимальне число каналів прийому-передачі, що в свою чергу формують максимальне число усіх кооперативних каналів прийому-передачі. При цьому, слід зауважити, що додаткові п'ять кооперативних позицій вибираються в парі з першим передавачем. Причиною є кооперативний режим прийому сигналів, а це означає, що вибрані приймачі формують кооперативні пари з усіма вибраними передавачами. Індекси $N = 20$ вибраних позицій для мережі БПРЛС з автономним режимом прийому сигналів зображено на рис. 4.4. Як видно з даного рисунку, індекси вибраних пар в даній системі значно відрізняються від індексів в системі з кооперативним режимом прийому сигналів (рис.4.3а), хоча топології вибраних РЛС для даних двох систем здаються схожими на перший погляд (рис. 4.5, де вибрані пари передавач-приймач зображені одним кольором). Не зважаючи на те, що загальна кількість передавальних та приймальних позицій в мережі з автономним режимом прийому сигналів є більшою (дорівнює 40), ніж в мережі з кооперативним режимом прийому сигналів (дорівнює 35), потенційна точність оцінки параметрів цілі в даній системі є нижчою приблизно в три рази.

4.3.2 Сітки потенційних положень передавальних та приймальних антен співпадають

В попередньому моделюванні, де сітки потенційних положень передавальних та приймальних антен не співпадали, питання про вибір координат пе-



(а) вибрані пари передавач-приймач



(б) вибрані та кооперативні пари передавач-приймач

Рис. 4.3 Вибрані пари передавач-приймач мережі бістатичних РЛС з кооперативним режимом прийому сигналів; набори потенційних координат передавачів та приймачів не співпадають ($L_t = 15$, $L_r = 20$; $N_t = 58$, $N_r = 59$)

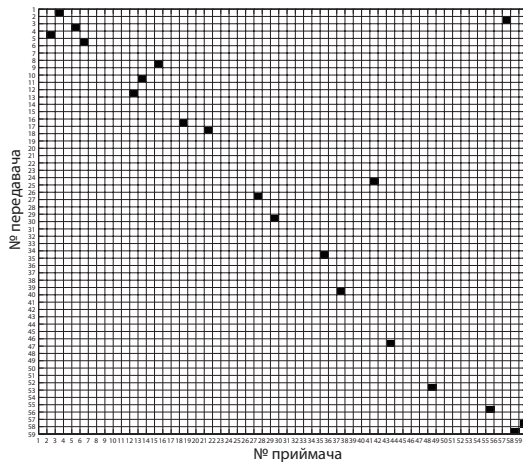
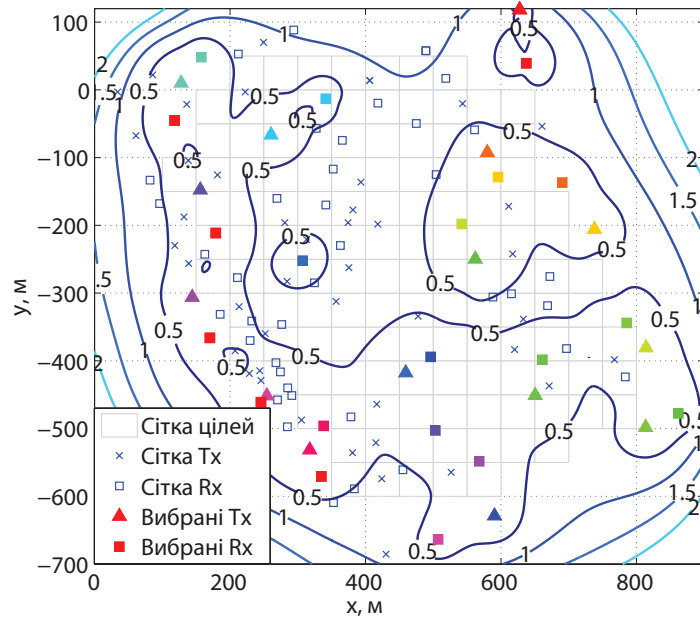
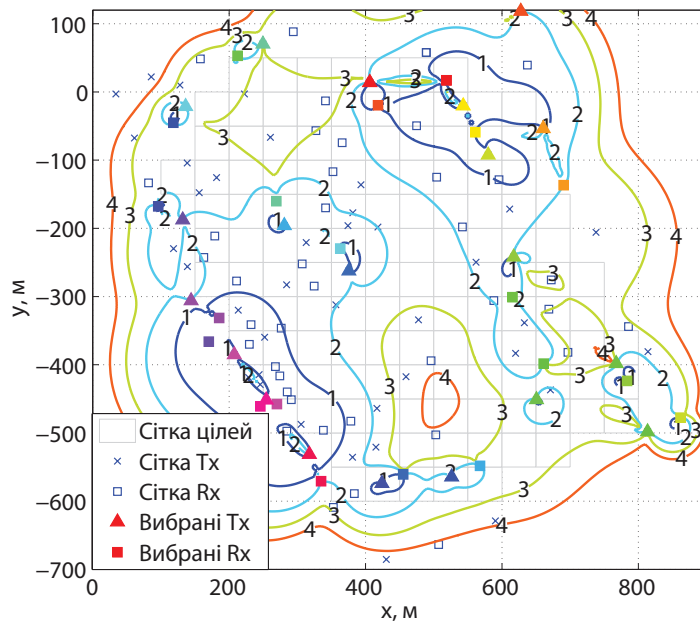


Рис. 4.4 Вибрані пари передавач-приймач мережі бістатичних РЛС з автономним режимом прийому сигналів; набори потенційних координат передавачів та приймачів не співпадають ($L_t = L_r = 20$; $N_t = 58$, $N_r = 59$)

редавальних та приймальних антен з одного набору не ставилось. Проте, в моделях, де потенційні положення передавальних та приймальних антен задаються одним набором $N_t = N_r = N$ та $|N_t| = |N_r| = |N| = 117$ (рис. 4.1б), при виборі топології системи повинно включатись так зване ітеративне



(а) кооперативний режим, $L_t = 15$ та $L_r = 20$



(б) автономний режим, $L_t = L_r = 20$

Рис. 4.5 Розподіл похибки локалізації цілі (σ_p , м) в мережі бістатичних РЛС з оптимальною топологією; топології систем вибрано з наборів потенційних положень передавачів та приймачів, що не співпадають

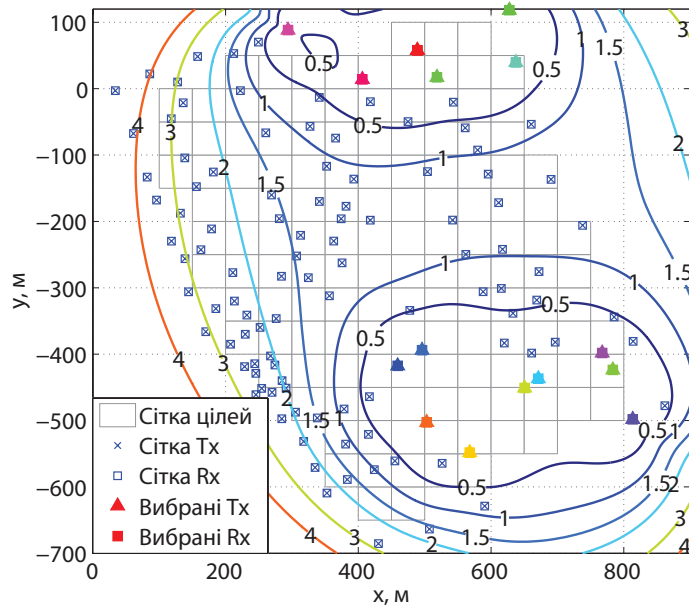
обмеження, що запобігає вибору моностатичних пар передавач-приймач. Таке обмеження не задовольняє умову випуклості і тому не може бути включено в алгоритм конвексної оптимізації. Результатом є те, що вибирається моностатична топологія РЛС, як видно з рис. 4.6а, де 15 вибраних пар передавач-приймач є моностатичними.

На відміну від алгоритму конвексної оптимізації, обмеження, що запобігає вибору моностатичних пар передавач-приймач може бути включено в жадібний алгоритм (рис. 4.6б). Дане обмеження реалізовується шляхом ітеративного виключення вимірювань передавачів/приймачів, що формують моностатичні пари з оптимальними приймачами/передавачами, з матриці вимірювань. В п'ятому розділі було показано, що точність оцінки параметрів цілі в системі бістатичних БПРЛС є вищою ніж в системі моностатичних БПРЛС. Для даної моделі це також проілюстровано на рис. 4.6.

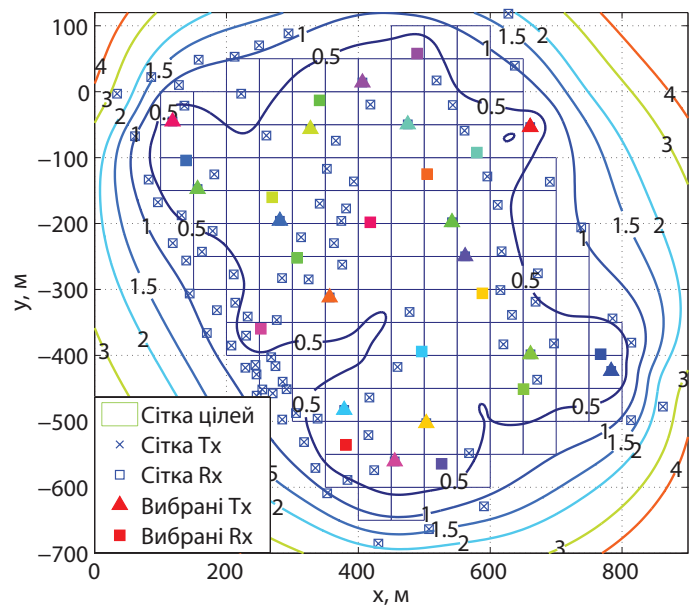
На рис. 4.7 зображено залежність середньоквадратичної похибки локалізації цілі від кількості бістатичних пар передавач-приймач в системі бістатичних БПРЛС. Значення похибки локалізації усереднено по $M = 171$ потенційних положеннях цілі. Координати окремих РЛС системи БПРЛС було вибрано шляхом застосування конвексного та жадібного алгоритмів оптимізації з наборів потенційних положень передавачів та приймачів, що співпадають (рис. 4.1б). Як видно з даних результатів, топологія системи БПРЛС, отримана за допомогою жадібного алгоритму є більш оптимальною, що проявляється в нижчих величинах похибки локалізації цілі.

4.4 Оптимізація положень приймальних антен пасивних бістатичних радіолокаційних станцій

В другому розділі даного дисертаційного дослідження було показано, що використання сигналів некооперативних передавачів в мережі активних РЛС,



(а) алгоритм конвексної мінімізації функції λ_{\max} (кооперативний режим)



(б) жадібний алгоритм мінімізації функції логарифм детермінанту (кооперативний режим)

Рис. 4.6 Розподіл похибки локалізації цілі (σ_p , м) в мережі бістатичних РЛС з оптимальною топологією; топології систем вибрано з наборів потенційних положень передавачів та приймачів, що співпадають ($L_t = L_r = 15$)

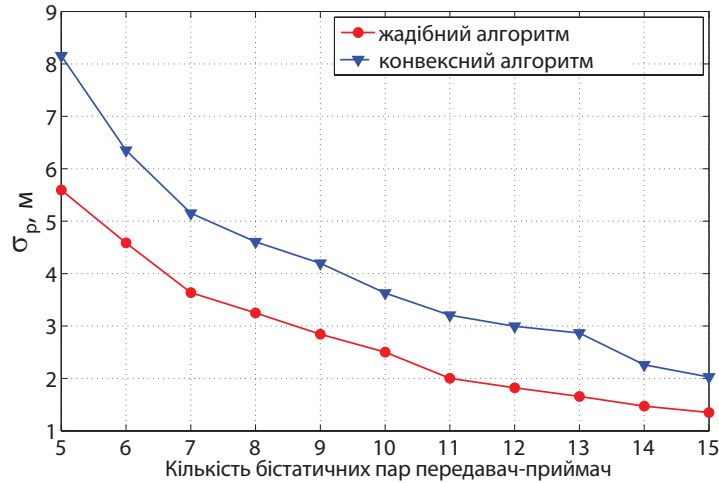
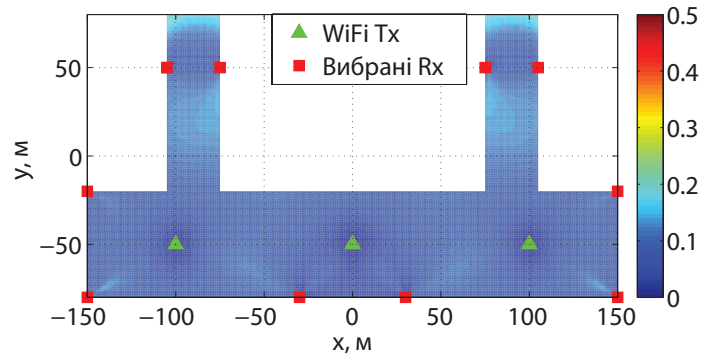


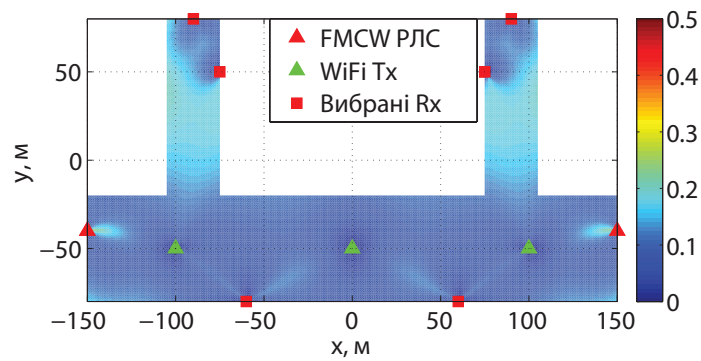
Рис. 4.7 Залежність похибки локалізації цілі в системі бістатичних БПРЛС з кооперативним режимом прийому сигналів від кількості РЛС, положення яких вибрані з використанням конвексного та жадібного алгоритмів (сітки передавачів та приймачів співпадають)

дозволяє підвищити точність локалізації цілі в такій системі без збільшення кількості активних РЛС. В даному параграфі алгоритм оптимізації топології буде застосовано для знаходження оптимальних положень приймальних антен пасивних бістатичних РЛС. В даному розділі розглядається модель термінальної зони аеропорту з 42 потенційними положеннями РЛС (рис. 4.1в). *Примітка:* хоча розглядається модель закритого приміщення, блокування сигналу не береться до уваги при виборі оптимальних положень РЛС. Розподіл похибки локалізації цілі для двох типів систем БПРЛС з фіксованими положеннями точок доступу, активних РЛС з ЛЧМ сигналами та вибраними положення приймачів WiFi сигналу зображено на рис. 4.8. Алгоритм конвексної мінімізації функції λ_{\max} використовувався для вибору положень приймачів WiFi сигналу. Порівнюючи результатів двох рисунків (рис. 4.8а та рис. 4.8б), видно що використання вимірювань чотирьох додаткових пасивних бістатичних РЛС дозволяє скомпенсувати вимірювання двох активних моностатичних РЛС.

Врахування ефекту блокування сигналу. В даному параграфі розгляда-



(а) пасивні бістатичні РЛС з використанням WiFi сигналу

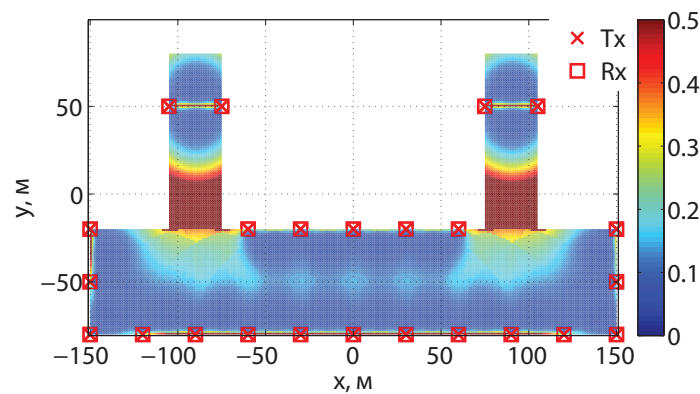


(б) пасивні бістатичні РЛС з використанням WiFi сигналу та активні моностатичні РЛС з ЛЧМ модуляцією

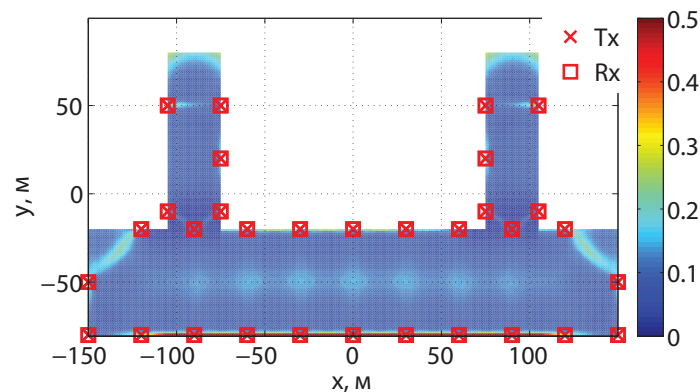
Рис. 4.8 Розподіл похибки локалізації цілі (σ_p , м)

ється модель мережі активних РЛС в зоні аеропорту (рис. 4.1в). Припускається, що діаграми направленості РЛС є всенаправленими в горизонтальній площині. Аналогічно до попередніх результатів, використовується алгоритм конвексної оптимізації з обмеженням на величину максимальної похибки локалізації цілі $R_e = 0,5$ м (з ймовірністю $P_e = 95\%$). Розподіл похибки локалізації цілі для топологій РЛС, вибраних без врахування і з врахуванням ефекту

блокування сигналу зображено на рис. 4.9. Очевидно, що коли ефект блокування сигналу не береться до уваги при знаходженні оптимальної топології РЛС, така система в реальних умовах не забезпечуватиме необхідної точності локалізації цілі (рис. 4.9а). На відміну від цього, топологія РЛС, вибрана з врахуванням ефекту блокування сигналу забезпечує необхідну точність локалізації цілі в усій зоні спостереження (рис. 4.9б).



(а) положення РЛС, вибрані без врахування ефекту блокування сигналу



(б) положення РЛС, вибрані з врахуванням ефекту блокування сигналу

Рис. 4.9 Розподіл похибки локалізації цілі (σ_p , м)

4.5 Порівняння алгоритмів оптимізації та цільових функцій

В даному параграфі, алгоритми конвексної та жадібної оптимізації будуть порівнюватися з точки зору (усередненої) похибки локалізації цілі. Розглядається модель території університету з $N = 117$ потенційними положеннями РЛС (рис. 4.1б). При цьому, використовуються однакові значення вагових коефіцієнтів на вектор параметрів $p_m = 1/M$. На рис. 4.10 зображено залежність похибки локалізації цілі від кількості моностаціонарних РЛС з використанням алгоритмів конвексної (мінімізація максимального власного числа λ_{\max} коваріаційної матриці похибок) та жадібної (мінімізація потенціалу фрейму та логарифму детермінанту коваріаційної матриці похибок) оптимізації. Мінімізація функції ЛД дозволяє отримати більш оптимальну топологію РЛС, ніж мінімізація функції ПФ. Крім того, результат мінімізації функції ЛД є еквівалентним до результату мінімізації функції максимального власного числа коваріаційної матриці похибок. Додатковою перевагою мінімізації функції ЛД є лінійна залежність часу розрахунку жадібного алгоритму від кількості потенційних положень РЛС.

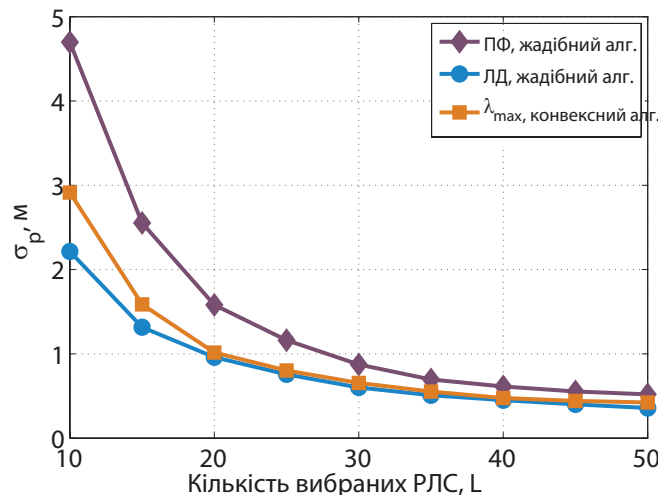


Рис. 4.10 Залежність похибки локалізації цілі в площині ($2D, K = 2$) від кількості моностаціонарних РЛС L , положення яких вибрано з набору $N = 117$ потенційних положень, використовуючи алгоритми оптимізації (значення похибки локалізації цілі усереднено по $M = 171$ можливих положеннях)

Висновки до розділу 4

В даному розділі було застосовано метод оптимізації кількості та топології мереж РЛС для різних типів систем БПРЛС, що відрізняються між собою діапазоном дії, режимом прийому сигналів, архітектурою РЛС та наборами потенційних положень РЛС. Було показано, що в системах з кооперативним режимом прийому сигналів мінімальна кількість РЛС є меншою ніж в системах з автономним режимом прийому сигналів.

Було показано, що топологія системи БПРЛС, отримана з врахуванням ефекту блокування сигналу забезпечує необхідну точність локалізації цілі в усій зоні спостереження. І навпаки, без врахування ефекту блокування сигналу, результуюча топологія БПРЛС не забезпечує необхідної точності локалізації цілі в зонах блокування сигналу, які завжди присутні в приміщеннях.

Було також показано, що використання алгоритму жадібної оптимізації дозволяє отримати більш оптимальну топологію мережі бістатичних РЛС, в порівнянні з використанням алгоритму жадібної оптимізації. Це пов'язано з тим, що результатом конвексної оптимізації є моностатична (квазі-бістатична) архітектура РЛС. А це, в свою чергу, призводить до нижчої точності локалізації цілі в порівнянні з точністю локалізації, що досягається в мережі бістатичних РЛС. Крім того, використання функції логарифм детермінанту в алгоритмі жадібної оптимізації дозволяє отримати топологію РЛС, що дає найнижчу похибку локалізації цілі в порівнянні з використанням функцій потенціал фрейму (жадібний алгоритм) та максимального власного значення коваріаційної матриці похибок (конвексний алгоритм). Беручи до уваги той факт, що час розрахунку в жадібному алгоритмі є лінійною функцією від кількості потенційних положень РЛС, рекомендується використовувати цей алгоритм для знаходження оптимальної топології систем БПРЛС.

ВИСНОВКИ

В даній кваліфікаційній роботі розв'язано важливу науково-прикладну задачу – покращення ефективності функціонування систем БПРЛС шляхом підвищення точності вимірювання кінематичних параметрів цілі з використанням вдосконаленого методу оцінки потенційної точності вимірювання параметрів цілі в БПРЛС, а також проектування систем БПРЛС шляхом використання вдосконаленого методу структурно-параметричної оптимізації окремих РЛС з метою забезпечення вимог до точності оцінки кінематичних параметрів цілі. Вдосконалені методи дозволяють врахувати характеристики зондувального сигналу та параметри оцінки відбитого сигналу, архітектуру окремих РЛС, режим прийому сигналів та параметри цілі. Виконані дослідження дозволяють сформулювати висновки та пропозиції теоретичного, методичного і прикладного характеру, основними з яких є наступні:

- 1) Розроблено статистичну модель оцінки точності вимірювання часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією сигналу шляхом використання властивостей функції невизначеності сигналу для радіолокаційної станції неперервної дії з лінійно-частотною модуляцією. На основі даної моделі отримано аналітичні вирази для розрахунку нижніх границь величин дисперсії оцінки даних параметрів. Вперше, окрім параметрів зондувального сигналу кожної РЛС, така модель дозволяє врахувати форму діаграми направленості антени кожної з РЛС системи. Це дозволяє використати дану модель для аналізу точності оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС залежно від параметрів сигналу, енергетичних характеристик та форми діаграми направленості антени кожної з РЛС системи.
- 2) Вдосконалено метод оцінки точності вимірювання координат та вектору швидкості цілі в системі БПРЛС на основі моделі оцінки точності

вимірювання часу затримки та доплерівської частоти сигналу в одній РЛС неперервної дії з частотною модуляцією. Отримано аналітичні вирази для розрахунку нижніх границь величин дисперсії оцінки даних параметрів цілі в БПРЛС. Враховано також архітектуру окремих РЛС та ступінь автономності прийому сигналів при розрахунку потенційної точності оцінки параметрів цілі в системі БПРЛС. Це дозволило отримати універсальний метод для аналізу точності оцінки параметрів цілі, що може бути використаний для аналізу систем БПРЛС з різним набором параметрів, а також вдосконалений в подальшому.

- 3) Виконано математичне моделювання потенційної точності вимірювань параметрів цілі в системі БПРЛС залежно від ступеня автономності прийнятого сигналу, архітектури РЛС та характеристик зондувального сигналу за рахунок використання вдосконаленого методу оцінки точності вимірювання координат та швидкості цілі з метою вивчення впливу зміни даних параметрів на точність оцінки параметрів цілі. Показано, що використання кооперативного режиму прийому сигналів дозволяє підвищити потенційну точність системи до 40% в порівнянні з автономним режимом. З'ясовано, що мережі бістатичних та моностатичних РЛС з автономним режимом прийому сигналу дають еквівалентну точність оцінки параметрів цілі.
- 4) Виконано математичне моделювання потенційної точності локалізації цілі залежно від параметрів оцінки відбитого сигналу в одній РЛС: час затримки сигналу, доплерівська частота та сумісне використання цих двох параметрів, з метою виявлення параметрів оцінки відбитого сигналу, що дозволяють отримати максимальну точність оцінки параметрів цілі, при заданих параметрах РЛС та системи. Показано, що точність локалізації цілі є вищою при використанні вимірювань часу затримки сигналу, ніж при використанні вимірювань доплерівської частоти.

Проте, використання доплерівської частоти сумісно з вимірюваннями часу затримки сигналу в РЛС вузького діапазону (з вузькою смугою пропускання порядку 50 МГц) дозволяє підвищити точність локалізації цілі на 20–25%. Продемонстровано можливість підвищення потенційної точності мережі активних РЛС шляхом використання ресурсів пасивних РЛС короткого діапазону дії, що полягає в сумісному використанні параметрів зондувального сигналу, виміряних з різною роздільною здатністю.

- 5) Для моделі нелінійних вимірювань, якою описуються БПРЛС, адаптовано три цільові функції, що є характеристиками матриці коваріацій похибок: потенціал фрейму, максимальне власне число та логарифм детермінанту. Це було зроблено шляхом лінеаризації функції, що описує сигнал лінійно-частотної модуляції, навколо кожної з точок простору вектору оцінки параметрів цілі. Адаптація цільових функцій для моделі нелінійних вимірювань дозволила застосувати алгоритм оптимізації для знаходження оптимальної топології БПРЛС, при якій задовольняються вимоги до оцінки вектору параметрів цілі в кожній з точок простору. Було вдосконалено модель, яка містить зважену інформацію, для розрахунку цільових функцій в методах оптимізації топології систем БПРЛС шляхом введення вагових коефіцієнтів в матрицю вимірювань з метою максимізації точності оцінки вектору параметрів цілі різних модальностей. Це дозволило застосувати алгоритм оптимізації для знаходження оптимальної топології БПРЛС для моделей, в яких вектор оцінки містить параметри різних модальностей.
- 6) Удосконалено метод оптимізації кількості та топології РЛС системи БПРЛС з використанням виведених аналітичних виразів для розрахунку цільових функцій потенціал фрейму, максимального власного числа та логарифму детермінанту. Для даного методу було розроблено алго-

ритми жадібної оптимізації та розширено алгоритми конвексної оптимізації топології для систем БПРЛС, що складаються з моностатичних та бістатичних РЛС. Алгоритм жадібної оптимізації було розроблено для двох цільових функцій: потенціал фрейму та логарифм детермінанту. Для систем БПРЛС, що складаються з бістатичних РЛС, було введено ітеративне обмеження, що дозволяє вибір бістатичних пар передавач-приймач, рознесених в просторі, що задаються однаковими множинами потенційних позицій передавальних та приймальних антен. Алгоритми конвексної оптимізації було вдосконалено шляхом релаксації обмеження на матрицю вагових коефіцієнтів, що визначає вибір положень РЛС. Розроблені алгоритми дозволяють вирішити задачу вибору оптимальної топології моностатичних та бістатичних РЛС системи БПРЛС для залежно від параметрів окремих РЛС, параметрів системи та параметрів цілі. Крім того дані алгоритми можуть бути використані для проектування розширення зони дії існуючих систем БПРЛС шляхом знаходження оптимальних положень додаткових передавачів, приймачів чи пар передавач-приймач. Вдосконалені методи оптимізації моностатичних і бістатичних РЛС систем БПРЛС можуть бути використані для вирішення двох типів оптимізаційних задач: вибір фіксованої кількості РЛС, що забезпечують максимальну точність оцінки параметрів цілі; або ж вибір мінімальної кількості РЛС, що забезпечують фіксовану точність оцінки параметрів цілі.

- 7) Виконано математичне моделювання вдосконалених методів оптимізації кількості і топології РЛС систем БПРЛС з метою порівняння алгоритмів оптимізації з використанням різних цільових функцій. Було показано, що мінімізація цільової функції логарифм детермінанту з використанням жадібного алгоритму дозволяє отримати топологію системи БПРЛС, яка в середньому забезпечує нижчу похибку оцінки пара-

метрів цілі в порівнянні з топологією системи, отриманою в результаті мінімізації величини максимального власного числа матриці коваріацій з використанням конвексного алгоритму. При вирішенні задачі знаходження оптимальної топології системи БПРЛС, що складається з бістатичних РЛС, жадібний алгоритм дозволяє вибір бістатичних пар РЛС, рознесених в просторі, що задаються однаковими множинами потенційних позицій передавальних та приймальних антен, на відміну від алгоритму конвексної оптимізації.

Таким чином, основні результати роботи становлять науково-методологічну та практичну основу для створення ефективного інструменту математичного моделювання та оптимізації структури багатопозиційних радіолокаційних систем.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] Конченко, І. та Яновський, Ф. (2010). Аналіз можливостей оптимального розміщення компонентів мультилатераційної системи спостереження в аеропорту. *Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій (фахове видання)*, Т. 8 (№1), ст. 5–9.
- [2] Івашко, І. та Яновський, Ф. (2018). Точність локалізації цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах. *Вісник Інженерної Академії України (фахове видання)*, №2, ст. 14–18.
- [3] Черняк, В. С. (1993). *Многопозиционная радиолокация*. Радио и связь.
- [4] Конченко, І. (2011). Ефект багатопроменевого поширення в мультилатераційній системі спостереження. *X Міжнародна науково-технічна конференція, АВІА – 2011*, Т. 3, ст. 21.58–21.61.
- [5] Auer, J., Kobelbauer, H., Schranz, H., Berndt, E., and Langhans, W. (2014). Atm system integration of a nationwide wide-area multilateration system: Integrating wam into a state-of-the-art atm system including an artas tracker. In *2014 Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications - Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles (TIWDC/ESAV)*, pp. 96–100.
- [6] Babur, G., Krasnov, O. A., Yarovoy, A., and Aubry, P. (2013). Nearly orthogonal waveforms for MIMO FMCW radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 49(3), pp. 1426–1437.
- [7] Baker, C. (2009). An introduction to multistatic radar. In *NATO Research and Technology Organisation Lecture Series RTO-EN-SET-133 (Multistatic Surveillance and Reconnaissance: Sensor, Signals and Data Fusion)*, pp. 1–20.
- [8] Balanis, C. (2012). *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley.

- [9] Barton, D. (1988). *Modern radar system analysis*. Artech House.
- [10] Boyd, S. and Vandenberghe, L. (1997). Semidefinite programming relaxations of non-convex problems in control and combinatorial optimization.
- [11] Boyd, S. and Vandenberghe, L. (2004). *Convex Optimization*. Cambridge University Press.
- [12] Burns, R., McLaughlin, C., Leitner, J., and Martin, M. (2000). Techsat 21: formation design, control, and simulation. In *Proceedings of the IEEE Aerospace Conference*, volume 7, pp. 19–25.
- [13] Candès, E., Wakin, M., and Boyd, S. (2008). Enhancing sparsity by reweighted l_1 minimization. *Journal of Fourier Analysis and Applications*, 14(5-6), pp. 877–905.
- [14] Caruso, M., Lombardo, P., and Sedehi, M. (2013). A weighted least-square approach for multi-target doppler-only localization. In *IEEE Radar conference, 2013*.
- [15] Chang, C. and Miller, R. (1977). *The Application of the Cramer-Rao Bound to Estimates of Radar Return Time-of-arrival for Several Target Configurations*. Technical note. Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory.
- [16] Chen, C.-Y. and Vaidyanathan, P. (2008). Properties of the mimo radar ambiguity function. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008. ICASSP 2008*, pp. 2309–2312.
- [17] Chernyak, V. (1998). *Fundamentals of Multisite Radar Systems: Multistatic Radars and Multistatic Radar Systems*. CRC PressINC.

- [18] Dardari, D., Luise, M., and Falletti, E. (2011a). *Satellite and Terrestrial Radio Positioning Techniques: A Signal Processing Perspective*. Academic Press. Academic Press.
- [19] Dardari, D., Luise, M., and Falletti, E. (2011b). *Satellite and Terrestrial Radio Positioning Techniques: A Signal Processing Perspective*. Academic Press. Academic Press.
- [20] d’Aspremont, A. and Boyd, S. (2003). Relaxations and randomized methods for nonconvex QCQPs. EE392o Class Notes.
- [21] Daun, M. (2010). Deghosting in passive air surveillance systems. In *11th International Radar Symposium (IRS)*, pp. 1–8.
- [22] de Wit, J. J. M., van Rossum, W. L., and de Jong, A. J. (2011). Orthogonal waveforms for FMCW MIMO radar. In *IEEE RadarCon (RADAR) 2011*, pp. 686–691.
- [23] Di Lallo, A., Farina, A., Fulcoli, R., Stile, A., Timmoneri, L., and Vigilante, D. (2006a). A real time test bed for 2D and 3D multi-radar tracking and data fusion with application to border control. In *International Conference on Radar, 2006. CIE ’06.*, pp. 1–6.
- [24] Di Lallo, A., Farina, A., Fulcoli, R., Stile, A., Timmoneri, L., and Vigilante, D. (2006b). A real time test bed for 2d and 3d multi-radar tracking and data fusion with application to border control. In *International Conference on Radar, 2006. CIE ’06.*, pp. 1–6.
- [25] European-commission (2011). On the implementation of the single sky legislation: time to deliver. Technical report, European commision.

- [26] Falcone, P., Colone, F., Macera, A., and Lombardo, P. (2012). Localization and tracking of moving targets with wifi-based passive radar. In *IEEE Radar Conference (RADAR)*, pp. 0705–0709.
- [27] Falcone, P., Colone, F., Macera, A., and Lombardo, P. (2014). Two-dimensional location of moving targets within local areas using wifi-based multi-static passive radar. *IET Radar, Sonar Navigation*, 8(2), pp. 123–131.
- [28] Fisher, M., Nemhauser, G., and Wolsey, L. (1978). An analysis of approximations for maximizing submodular set functions—ii. In Balinski, M. and Hoffman, A., editors, *Polyhedral Combinatorics*, volume 8 of *Mathematical Programming Studies*, pp. 73–87. Springer Berlin Heidelberg.
- [29] Fishler, E., Haimovich, A., Blum, R., Chizhik, D., Cimini, L., and Valenzuela, R. (2004). MIMO radar: an idea whose time has come. In *Proceedings of the IEEE Radar Conference*, pp. 71–78.
- [30] Folster, F., Rohling, H., and Lubbert, U. (2005). An automotive radar network based on 77 GHz FMCW sensors. In *Radar Conference, 2005 IEEE International*, pp. 871–876.
- [31] Foy, W. H. (1976). Position-location solutions by Taylor-series estimation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-12(2), pp. 187–194.
- [32] Galati, G., Naldi, M., and Ferri, M. (1999). Airport surface surveillance with a network of miniradars. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 35(1), pp. 331–338.
- [33] Grabbe, M., Hamschin, B., and Douglas, A. (2013). A measurement correlation algorithm for line-of-bearing geo-location. In *IEEE Aerospace Conference 2013*, pp. 1–8.

- [34] Griffiths, H. (2010). Multistatic, MIMO and networked radar: The future of radar sensors? In *European Radar Conference (EuRAD)*, pp. 81–84.
- [35] GSM-masts (2015). Waar staan de GSM en UMTS masten in Nederland? <http://www.gsmmasten.nl>. Accessed: 2015-03-19.
- [36] Gustafsson, F. and Gunnarsson, F. (2005). Mobile positioning using wireless networks: possibilities and fundamental limitations based on available wireless network measurements. *IEEE Signal Processing Magazine*, 22(4), pp. 41–53.
- [37] Haimovich, A., Blum, R., and Cimini, L. (2008). MIMO radar with widely separated antennas. *IEEE Signal Processing Magazine*, 25(1), pp. 116–129.
- [38] Hanle, E. (1986). Survey of bistatic and multistatic radar. *Communications, Radar and Signal Processing, IEEE Proceedings F*, 133(7), pp. 587–595.
- [39] He, Q., Blum, R., and Haimovich, A. (2009). Non-coherent mimo radar for target estimation: More antennas means better performance. In *43rd Annual Conference on Information Sciences and Systems, 2009. CISS 2009.*, pp. 108–113.
- [40] Higgins, T., Webster, T., and Mokole, E. L. (2016). Passive multistatic radar experiment using WiMAX signals of opportunity. Part 1: Signal processing. *IET Radar, Sonar Navigation*, 10(2), pp. 238–247.
- [41] Hopf, A., Knapp, E., and McLaughlin, D. (2008). Scalable multifunction dense radar network. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2008. IGARSS 2008. IEEE International*, volume 4, pp. IV–1018–IV–1021.
- [42] Howland, P. E., Maksimiuk, D., and Reitsma, G. (2005). FM radio based bistatic radar. *IEEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 152(3), pp. 107–115.

- [43] Ivashko, I., Gabrusenko, J., and Yanovsky, F. (2011). Theoretical and experimental results on recognition of polarized signal multipath propagation in secondary radar and multilateration systems. In *2011 Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium*, pp. 298–300.
- [44] Ivashko, I., Krasnov, O., and Yarovoy, A. (2013). Performance analysis of multisite radar systems. In *2013 European Radar Conference*, pp. 459–462.
- [45] Ivashko, I., Krasnov, O., and Yarovoy, A. (2014). Receivers topology optimization of the combined active and wifi-based passive radar network. In *11th European Radar Conference*, pp. 517–520.
- [46] Ivashko, I., Leus, G., and Yarovoy, A. (2017). Radar network topology optimization for joint target position and velocity estimation. *Elsevier Signal Processing Journal*, Vol. 130, pp. 279–288.
- [47] Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2015). Topology optimization of monostatic radar networks with wide-beam antennas. In *European Radar Conference (EuRAD)*, pp. 133–136.
- [48] Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2016a). Some aspects of the multistatic radar network topology optimization. In *17th International Radar Symposium (IRS)*, pp. 1–5.
- [49] Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2016b). Sparsity-based optimization of the sensors positions in radar networks with separated transmit and receive nodes. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, Vol. 12(2), pp. 9437602:1–9437602:10.
- [50] Ivashko, I. M. and Yarovoy, A. G. (2016). Off-grid radar node placement for target localization in radar networks. In *Proceedings of the CIE International Conference on Radar (Guangzhou, China)*, pp. 1–4.

- [51] Jing, B., Guohong, W., Jianjuan, X., and Xiaobo, W. (2009). New deghosting method based on generalized triangulation. *Systems Engineering and Electronics, Journal of*, 20(3), pp. 504–511.
- [52] Johnsen, T. and Olsen, K. (2007). Bi- and multistatic radar. In *NATO Research and Technology Organisation Lecture Series RTO-EN-SET-086bis (Advanced radar systems, signal and data processing)*, pp. 4–14–34.
- [53] Kay, S. (1993). *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Number v. 1 in Prentice Hall Signal Processing Series. Prentice Hall.
- [54] Konchenko, I. (2008). Availability analysis of the multilateration surveillance system in Kiev (Boryspil) airport. In *2008 Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium*, pp. 83–85.
- [55] Konchenko, I. (2009a). Cramer-Rao lower bound for localization error analysis in multilateration system. In *Наука і молодь. Прикладна серія: збірник наукових праць*, ст. 10–13. К.: НАУ-друк.
- [56] Konchenko, I. (2009b). Influence of signal propagation on object localization in multilateration system. In *Наука і молодь. Прикладна серія: збірник наукових праць*, ст. 29–32. К.: НАУ-друк.
- [57] Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2009a). Geometrical arrangement of multilateration surveillance system components by means of cramer-rao lower bound analysis. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 7502: Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 7502–7502–8.
- [58] Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2010a). Multilateration surveillance system arrangement at the airport area. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 7745: Photonics

- cs Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 77451–77451–5.
- [59] Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2010c). Optimization of multilateration surveillance system arrangement at the airport area. In *Proceedings of the International Symposium “Enhanced Solutions for Aircraft and Vehicle Surveillance Applications” (ESAVS 2010)*, pp. 1–4. CD ROM.
- [60] Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2011a). Multipath effect in multilateration surveillance system. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 8008: Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 8008–8008–7.
- [61] Konchenko, I. and Yanovsky, F. (28-30 May, 2009b). Geometrical arrangement of multilateration surveillance system components by means of cramer-rao lower bound analysis. In *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Jachranka, Poland)*, pp. 224–229. CD-ROM.
- [62] Konchenko, I. and Yanovsky, F. (June, 2010b). Multilateration surveillance system arrangement at the airport area. In *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Jachranka, Poland)*, pp. 1–5. CD-ROM.
- [63] Konchenko, I. and Yanovsky, F. (June, 2011b). Multipath effect in multilateration surveillance system. *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Vilnius, Lithuania)*, pp. 1–7. CD-ROM.
- [64] Konchenko, I. and Yanovsky, F. J. (2009c). Influence of multilateration surveillance system arrangement on the target localization. *Proceedings of the National Aviation University (фаховое видання)*, volume 41, p. 29–32.
- [65] Lee, H. (1975). Accuracy limitations of hyperbolic multilateration systems.

- IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-11(1), pp. 16–29.
- [66] Левин, Б. Р. (1989). *Теоретические основы статистической радиотехники*, Радио и Связь, Москва.
- [67] Li, J., Li, H., Long, L., Liao, G., and Griffiths, H. (2013). Multiple target three-dimensional coordinate estimation for bistatic MIMO radar with uniform linear receive array. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2013(1), pp. 1–11.
- [68] Li, J. and Stoica, P. (2008). *MIMO Radar Signal Processing*. Wiley.
- [69] Lutz, S., Baur, K., and Walter, T. (2012). 77 ghz lens-based multistatic mimo radar with colocated antennas for automotive applications. In *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, pp. 1–3.
- [70] Mantilla-Gaviria, I. A., Leonardi, M., Galati, G., and Balbastre-Tejedor, J. V. (2015). Localization algorithms for multilateration (mlat) systems in airport surface surveillance. *Signal, Image and Video Processing*, 9(7), pp. 1549–1558.
- [71] McAulay, R. and Hofstetter, E. (Nov). Barankin bounds on parameter estimation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 17(6), pp. 669–676.
- [72] Mixon, D. (2012). *Doppler-Only Multistatic Radar*. Biblioscholar.
- [73] Onel, T., Ersoy, C., and Delic, H. (2009). Information content-based sensor selection and transmission power adjustment for collaborative target tracking. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 8(8), pp. 1103–1116.
- [74] Paradowski, L. (2002). Qualitative and quantitative characteristics of deghosting in advanced radar systems. In *Africon Conference in Africa, 2002. IEEE AFRICON. 6th*, volume 1, pp. 19–24.

- [75] Pepyne, D., McLaughlin, D., Westbrook, D., Lyons, E., Knapp, E., Frasier, S., and Zink, M. (2011a). Dense radar networks for low-flyer surveillance. In *IEEE International Conference on Technologies for Homeland Security (HST)*, pp. 413–418.
- [76] Pepyne, D., McLaughlin, D., Westbrook, D., Lyons, E., Knapp, E., Frasier, S., and Zink, M. (2011b). Dense radar networks for low-flyer surveillance. In *2011 IEEE International Conference on Technologies for Homeland Security (HST)*, pp. 413–418.
- [77] Pui, C. Y. and Trinkle, M. (2013). GPS bistatic radar using phased-array technique for aircraft detection. In *2013 International Conference on Radar*, pp. 274–279.
- [78] Rabe, H., Denicke, E., Armbrecht, G., Musch, T., and Rolfes, I. (2009). Considerations on radar localization in multi-target environments. *Advances in Radio Science*, 7, pp. 5–10.
- [79] Radmard, M., Karbasi, S., and Nayebi, M. (2013). Data fusion in MIMO DVB-T-based passive coherent location. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 49(3), pp. 1725–1737.
- [80] Ranieri, J., Chebira, A., and Vetterli, M. (2014). Near-optimal sensor placement for linear inverse problems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 62(5), pp. 1135–1146.
- [81] Rao, S., Chepuri, S., and Leus, G. (2016). Greedy sensor selection for nonlinear models. In *Proceedings of the 24th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*.
- [82] Richards, M., Scheer, J., and Holm, W. (2010). *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. Principles of Modern Radar. SciTech Pub.

- [83] Robey, F., Coutts, S., Weikle, D., McHarg, J., and Cuomo, K. (2004). MIMO radar theory and experimental results. In *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004*, volume 1, pp. 300–304.
- [84] Salazar, J., Medina, R., Knapp, E., and McLaughlin, D. (2008). Phase-tilt array antenna design for dense distributed radar networks for weather sensing. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, volume 5, pp. V–318–V–321.
- [85] Sayed, A., Tarighat, A., and Khajehnouri, N. (2005). Network-based wireless location: challenges faced in developing techniques for accurate wireless location information. *IEEE Signal Processing Magazine*, 22(4), pp. 24–40.
- [86] Seliga, T. and Coyne, F. (2003). Multistatic radar as a means of dealing with the detection of multipath false targets by airport surface detection equipment radars. In *Proceedings of the 2003 IEEE Radar Conference*, pp. 329–336.
- [87] Seventh-Framework-Programme (2011). Atom: Airport detection and tracking of dangerous materials by passive and active sensor arrays.
- [88] Shamaiah, M., Banerjee, S., and Vikalo, H. (2010). Greedy sensor selection: Leveraging submodularity. In *2010 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pp. 2572–2577.
- [89] Shames, I., Bishop, A., Smith, M., and Anderson, B. (2013). Doppler shift target localization. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 49(1), pp. 266–276.
- [90] Single Sky Committee (2006). SES work programme. Technical report, European commission, Single Sky committee.

- [91] Skolnik, M. (2008). *Radar Handbook, Third Edition*. Electronics electrical engineering. McGraw-Hill Companies, Incorporated.
- [92] Slade, M. A., Benner, L. A. M., and Silva, A. (2011). Goldstone solar system radar observatory: Earth-based planetary mission support and unique science results. *Proceedings of the IEEE*, 99(5), pp. 757–769.
- [93] Smith, J. and Abel, J. (1987). The spherical interpolation method of source localization. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 12(1), pp. 246–252.
- [94] Stimson, G. (1998). *Introduction to airborne radar*. Aerospace & Radar Systems. SciTech Pub.
- [95] Stoica, P. and Larsson, E. (2001). Comments on "linearization method for finding cramer-rao bounds in signal processing"[with reply]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(12), pp. 3168 –3169.
- [96] Tan, D. K. P., Sun, H., Lu, Y., Lesturgie, M., and Chan, H. L. (2005). Passive radar using global system for mobile communication signal: theory, implementation and measurements. *IEEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 152(3), pp. 116–123.
- [97] Teng, Y., Griffiths, H., Baker, C., and Woodbridge, K. (2007). Netted radar sensitivity and ambiguity. *Radar, Sonar Navigation, IET*, 1(6), pp. 479–486.
- [98] Torrieri, D. (1984). Statistical theory of passive location systems. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-20(2), pp. 183–198.
- [99] Tsao, T., Slamani, M., Varshney, P., Weiner, D., Schwarzlander, H., and Borek, S. (1997). Ambiguity function for a bistatic radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 33(3), pp. 1041–1051.

- [100] Van Trees, H. (2004). *Detection, Estimation, and Modulation Theory*. Number p. 1 in *Detection, Estimation, and Modulation Theory*. Wiley.
- [101] Verzeilberg, J. (2011). Coherent multistatic radar imaging. master thesis, Delft university of technology.
- [102] Wang, F. K., Chou, Y. R., Chiu, Y. C., and Horng, T. S. (2015). Chest-worn health monitor based on a bistatic self-injection-locked radar. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 62(12), pp. 2931–2940.
- [103] Wang, H., Pottie, G., Yao, K., and Estrin, D. (2004). Entropy-based sensor selection heuristic for target localization. In *Third International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, 2004. IPSN 2004*, pp. 36–45.
- [104] Wehn, H., Yates, R., Valin, P., Guitouni, A., Bosse, E., Dlugan, A., and Zwick, H. (2007). A distributed information fusion testbed for coastal surveillance. In *10th International Conference on Information Fusion, 2007*, pp. 1–7.
- [105] Weiss, A. and Weinstein, E. (Apr). Fundamental limitations in passive time delay estimation—part i: Narrow-band systems. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 31(2), pp. 472–486.
- [106] Willis, N. and Griffiths, H. (2007). *Advances in Bistatic Radar*. Electromagnetics and Radar. Institution of Engineering and Technology.
- [107] Zhang, C., Kuhn, M., Fathy, A., and Mahfouz, M. (2009). Real-time noncoherent uwb positioning radar with millimeter range accuracy in a 3d indoor environment. In *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, pp. 1413–1416.
- [108] Ziv, J. and Zakai, M.. Some lower bounds on signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 15(3), pp. 386–391.

Додаток А

Принцип роботи РЛС неперервної дії з частотною модуляцією

Радіолокатор неперервної дії з частотною модуляцією відрізняється від імпульсного радіолокатора неперервним випромінюванням сигналу. Частота випромінюваного сигналу змінюється з часом. Різниця частот між випроміненим та отриманим (відбитим від цілі) сигналом визначається шляхом їх змішування (множення), що дає новий новий сигнал. Даний сигнал може бути використаний для визначення відстані до цілі та її радіальної швидкості. Пілоподібна залежність частоти сигналу від часу є найпростішою формою, що найчастіше використовується. Схематичне зображення радіолокатору показано на рис.А.1. Радіохвиля вузького діапазону генерується генератором сигналів та модулюється відповідна форма сигналу. Невелика частина радіохвилі подається на міксер (змішувач) в якості опорного сигналу. Проте, головна частина радіохвилі передається в напрямку до цілі передавальною антеною. Відбитий від цілі сигнал (ехо-сигнал) накопичується на вході приймальної антени та когерентно сумується з опорним сигналом в міксері, що в результаті дає бітовий сигнал.

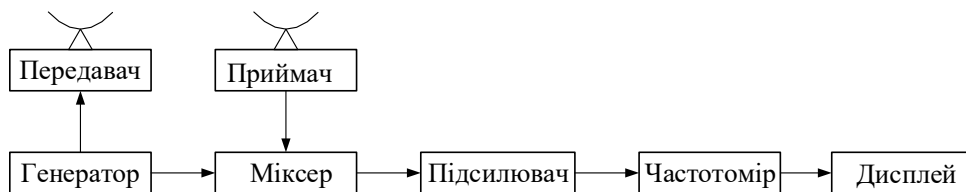


Рис. А.1 Блок-схема РЛС неперервної дії з частотною модуляцією

Час затримки сигналу Δt , відповідає часу, за який електромагнітна хвиля проходить відстань від цілі і назад. Даній величині часу затримки сигналу відповідатиме різниця частот (між випроміненим та отриманим сигналами)

Лінійна залежність випроміненої частоти від часу задається наступним

чином:

$$f_t(t) = f_c - \frac{B}{2} + \frac{B}{T}t = f_0 + \alpha t, \quad (\text{A.1})$$

де f_c – несуча частота випроміненого сигналу; B – ширина смуги пропускання; T – тривалість імпульсу, $0 < t < T$. Відповідно до (A.1) випромінений сигнал задається наступним чином:

$$s_t(t) = \exp\left(j2\pi \left[f_c t + \frac{\alpha}{2} t^2 \right]\right), \quad (\text{A.2})$$

Відбитий від цілі сигнал сигнал, що надходить на вхід РЛС:

$$s_r(t) = \exp\left(j2\pi \left[f_c(t - \tau) + \frac{\alpha}{2}(t - \tau)^2 \right]\right), \quad (\text{A.3})$$

де $\tau = \frac{2R_0}{c}$ – для стаціонарної цілі (c – швидкість світла, R_0 – радіус положення цілі). Як було зазначено вище, отриманий та випромінений сигнали перемножуються і отримується сигнал:

$$s_b(t) = \exp\left(j2\pi \left[f_c \tau + \alpha \tau t - \frac{\alpha}{2} \tau^2 \right]\right), \quad (\text{A.4})$$

що характеризується так званою частотою биття:

$$f_b = \alpha \tau, \quad (\text{A.5})$$

що прямопропорційна відстані до цілі (рис.А.2). Таким чином, максимальна дальність дії РЛС неперервної дії з частотною модуляцією визначається частотою f_s , що використовується для семплування отриманого сигналу. Відповідно до критерію Найквіста, максимальна дальність дії визначається наступним чином:

$$R_{max} = \frac{c}{2\alpha} \frac{f_s}{2}. \quad (\text{A.6})$$

Роздільна здатність по дальності визначається:

$$\delta R = \frac{c}{2\alpha} \delta f = \frac{c}{2\alpha} \frac{1}{T} = \frac{c}{2B}. \quad (\text{A.7})$$

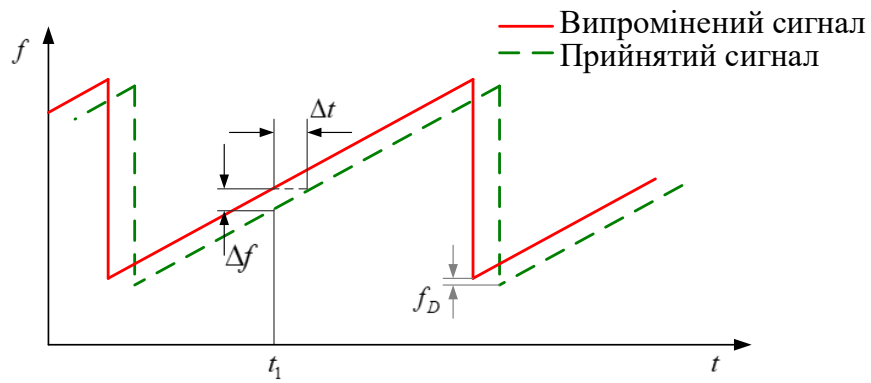


Рис. А.2 Вимірювання відстані в РЛС неперервної дії частотної модуляції

Додаток Б

Теоретичні та експериментальні результати дослідження ефекту багатопозиційних РЛС багатопроменевого поширення хвиль в багатопозиційних РЛС

Ефект багатопроменевого поширення присутній, коли сигнал при поширенні від передавальної до приймальної антен змінює траєкторію руху в результаті перешкод, що трапляються на шляху. Відбиття, дифракція та розсіювання є видами багатопроменевого поширення. Присутність того чи іншого типу багатопроменевого поширення визначається характеристиками зондувального сигналу, середовищем поширення і відстані передавач-приймач. Ціллю даного дослідження є вивчення впливу багатопроменевого поширення сигналу на результуючу точність вимірювання координат цілі та врахування даного ефекту при розміщенні приймачів мультилатераційної системи.

Відбиті сигнали призводять до змін в питомій потужності, поляризації та часу приходу сигналу. Таким чином, можна здійснювати виявлення багатопроменевого сигналу за допомогою аналізу зміни кожного з цих параметрів сигналу, відбитого від цілі. Так, наприклад, час приходу відбитого сигналу до приймача буде більшим, ніж час приходу сигналу по лінії прямої видимості. Виключення невірних результатів в такому випадку може бути досягнуто при впровадженні порогу для часу поширення сигналу (між фактичним та очікуваним часом приходу).

Питома потужність та поляризація відбитого сигналу залежать від електричних властивостей відбиваючої поверхні (провідності та відносної діелектричної проникності), частоти переданого сигналу та середовища поширення. Організацією ІКАО встановлено пороги для мінімальних та максимальних рівнів потужності прийнятого сигналу (18.5 – 27 дБ/Вт). Поляризація переданого сигналу повинна бути вертикальною.

Результуюча інтенсивність електричного поля для відбитого сигналу:

$$\mathbf{E}_{tot}^{refl} = \mathbf{E}_h^{refl} + \mathbf{E}_v^{refl}, \quad (\text{Б.1})$$

де $\mathbf{E}_h^{refl} = \Gamma_h \mathbf{E}_h^{inc}$ та $\mathbf{E}_v^{refl} = \Gamma_v \mathbf{E}_v^{inc}$ це інтенсивності поля в горизонтальній та вертикальній площинах відповідно з Γ_h та Γ_v коефіцієнтами відбиття для горизонтальної та вертикальної поляризації:

$$\Gamma_h = \frac{\sin \theta - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \theta}}, \quad (\text{Б.2})$$

та

$$\Gamma_v = \frac{\epsilon \sin \theta - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \theta}}{\epsilon \sin \theta + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \theta}}, \quad (\text{Б.3})$$

де $\epsilon = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$ це комплексна діелектрична стала, σ це провідність відбиваючої поверхні, ϵ_r це відносна діелектрична провідність відбиваючої поверхні, θ це кут падіння сигналу. \mathbf{E}_h^{inc} та \mathbf{E}_v^{inc} це інтенсивності поля падаючого сигналу в горизонтальній та вертикальній площинах, що відповідно до закону Малюса дорівнюють:

$$\mathbf{E}_h^{inc} = E \cos^2 \theta, \quad (\text{Б.4})$$

та

$$\mathbf{E}_v^{inc} = E \sin^2 \theta, \quad (\text{Б.5})$$

де E це інтенсивність поля падаючого сигналу.

В даному дослідженні проаналізовано інтенсивність та поляризацію відбитого сигналу. Інтенсивність переданого сигналу було взято $E = 300$ В/м, що відповідає питомій потужності (напруженості поля) 24 дБ Вт/м² [5]. Сигнал випромінюється з вертикальною поляризацією, його частота становить $f = 1090$ МГц. Результати розрахунків інтенсивності та напруженості поля для різних відбиваючих поверхонь (бетон, земля середньої сухості, морська

вода) показані на рис. Б.1, де червоний та блакитний кольори відповідають горизонтальному та вертикальному компонентам відповідно. Як видно з да-

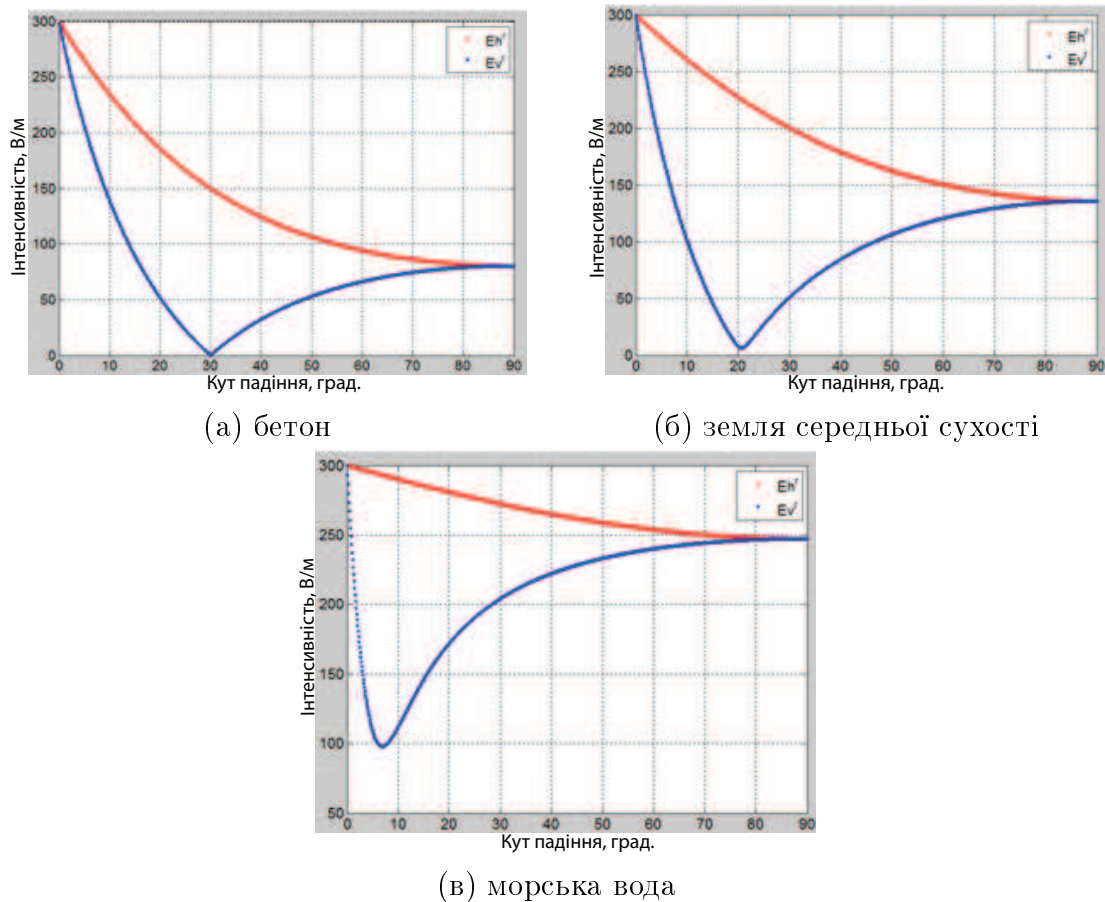


Рис. Б.1 Залежність величини інтенсивності сигналу від кута падіння

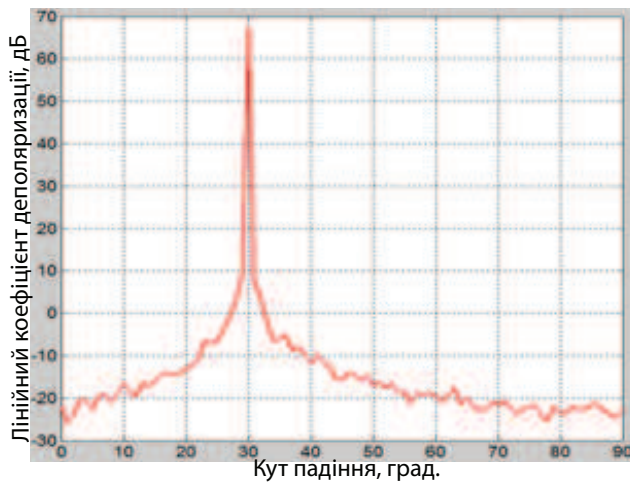
ного рисунку, величини напруженості поля для горизонтальної та вертикальної площин різні. Дані величини залежать від кута падіння та відбиваючої поверхні. Проте горизонтальний компонент у відбитому сигналі завжди присутній, тільки при $\theta = 90^\circ$, $E_h = 0$ для усіх середовищ. При кутах, рівних куту Брюстера, інтенсивність поля падаючого сигналу у вертикальній площині $E_v = 0$ (вийняток є відбиття від морської поверхні). Якщо антена приймає і горизонтальну і вертикальну поляризації, то наявність горизонтальної компоненти напруженості поля може бути використано при аналізі для виявлення ефекту багатошляхового поширення сигналу.

Наступні результати наводять залежність лінійного коефіцієнту деполя-

ризації (ЛКД), (linear depolarization ratio (LDR)), що часто використовується при аналізі даних метеорологічних РЛС:

$$LDR = 10 \log \frac{P_{hv}}{P_{vv}} \quad (\text{Б.6})$$

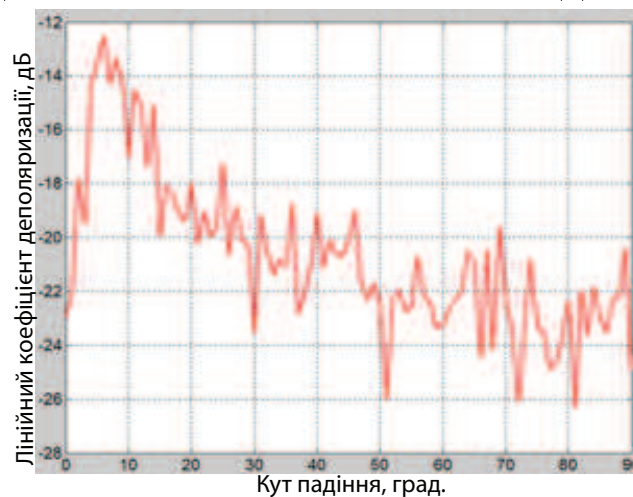
де P_{vv} це потужність отриманого сигналу вертикальної поляризації (кополяризація), P_{hv} це потужність отриманого сигналу крос-поляризаційної компоненти. Графіки залежності ЛКД від кута поширення для різних поверхонь зображено на рис. Б.2.



(а) бетон



(б) земля середньої сухості



(в) морська вода

Рис. Б.2 Залежність величини ЛКД від кута падіння

Як видно з даного рисунку, ЛКД залежить від характеристик відбиваючої

поверхні та від кута поширення сигналу. При кутах Брюстера, ЛКД набуває позитивних значень, тому величина потужності кополяризаційної компоненти (в нашому випадку, це вертикальна компонента) є рівною нулю. Таким чином, при відбитті сигналу від кута, що є рівним куту Брюстера, високі значення ЛКД можуть бути використані як показник присутності ефекту багатошляхового поширення сигналу.

У випадку гармонічних коливань, кут нахилу еліпса поляризації визначається:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{E_{vv}}{E_{hv}} \quad (\text{Б.7})$$

де E_{vv} це амплітуда прийнятого сигналу вертикальної поляризації; E_{hv} це амплітуда прийнятого сигналу горизонтальної (крос-) поляризації. Таким чином, рівняння Б.6 можна записати як:

$$LDR = 10 \log \frac{P_{hv}}{P_{vv}} = 10 \log \left(\frac{E_{hv}}{E_{vv}} \right)^2 = 10 \log \left(\frac{1}{\operatorname{tg} \varphi_r} \right)^2 \quad (\text{Б.8})$$

де φ_r це кут нахилу еліпсу поляризації отриманого сигналу.

Для випадку безпосереднього поширення сигналу вертикальної поляризації по шляху передавач-приймач, кут нахилу еліпсу поляризації отриманого сигналу є рівним $\varphi_r = 90^\circ$. Значення даного кута буде варіюватися при відбитті сигналу від різних об'єктів. Характер та величина зміни значення даного кута залежатиме від геометричних та електромагнітних характеристик об'єкту відбивання. Припустимо, що в результаті багатошляхового поширення, кут поляризації зондувального сигналу змінився на деяку величину $x = 0^\circ \dots 45^\circ$.

На рис. Б.3, зображено залежність ЛКД від величини зміни кута поляризації. Дана залежність також демонструє можливість використання ЛКД як одного з поляриметричних параметрів для аналізу зміни поляризації сигналу

при його відбитті від об'єктів складної форми.



Рис. Б.3 Залежність лінійного коефіцієнту деполаризації від кута нахилу еліпсу поляризації прийнятого сигналу

Додаток В

Список публікацій здобувача

- 1) Ivashko, I., Leus, G., and Yarovoy, A. (2017). Radar network topology optimization for joint target position and velocity estimation. *Elsevier Signal Processing Journal*, Vol. 130, pp. 279–288.
- 2) Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2016b). Sparsity-based optimization of the sensors positions in radar networks with separated transmit and receive nodes. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, Vol. 12(2), pp. 9437602:1–9437602:10.
- 3) Konchenko, I. and Yanovsky, F. J. (2009c). Influence of multilateration surveillance system arrangement on the target localization. *Proceedings of the National Aviation University (фахове видання)*, volume 41, p. 29–32.
- 4) Konchenko, I. (2008). Availability analysis of the multilateration surveillance system in Kiev (Boryspil) airport. In *2008 Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium*, pp. 83–85.
- 5) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2010a). Multilateration surveillance system arrangement at the airport area. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 7745: Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 77451–77451–5.
- 6) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (June, 2010b). Multilateration surveillance system arrangement at the airport area. In *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Jachranka, Poland)*, pp. 1–5. CD-ROM.
- 7) Івашко, І. та Яновський, Ф. (2018). Точність локалізації цілі в багатопозиційних радіолокаційних системах. *Вісник Інженерної Академії України (фахове видання)*, №2, ст. 14–18.
- 8) Ivashko, I., Krasnov, O., and Yarovoy, A. (2013). Performance analysis of multisite radar systems. In *2013 European Radar Conference*, pp. 459–462.

- 9) Конченко, І. та Яновський, Ф. (2010). Аналіз можливостей оптимального розміщення компонентів мультilateraційної системи спостереження в аеропорту. *Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій (фахове видання)*, Т. 8 (№1), ст. 5–9.
- 10) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2009a). Geometrical arrangement of multilateration surveillance system components by means of cramer-rao lower bound analysis. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 7502: Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 7502–7502–8.
- 11) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (28-30 May, 2009b). Geometrical arrangement of multilateration surveillance system components by means of cramer-rao lower bound analysis. In *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Jachranka, Poland)*, pp. 224–229. CD-ROM.
- 12) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2010c). Optimization of multilateration surveillance system arrangement at the airport area. In *Proceedings of the International Symposium “Enhanced Solutions for Aircraft and Vehicle Surveillance Applications” (ESAVS 2010)*, pp. 1–4. CD ROM.
- 13) Ivashko, I., Krasnov, O., and Yarovoy, A. (2014). Receivers topology optimization of the combined active and wifi-based passive radar network. In *11th European Radar Conference*, pp. 517–520.
- 14) Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2015). Topology optimization of monostatic radar networks with wide-beam antennas. In *European Radar Conference (EuRAD)*, pp. 133–136.
- 15) Ivashko, I. M., Krasnov, O. A., and Yarovoy, A. G. (2016a). Some aspects of the multistatic radar network topology optimization. In *17th International Radar Symposium (IRS)*, pp. 1–5.
- 16) Ivashko, I., Gabrusenko, J., and Yanovsky, F. (2011). Theoretical and experimental results on recognition of polarized signal multipath propagati-

- on in secondary radar and multilateration systems. In *2011 Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium*, pp. 298–300.
- 17) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (2011a). Multipath effect in multilateration surveillance system. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 8008: Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments, pp. 8008–8008–7.
 - 18) Konchenko, I. and Yanovsky, F. (June, 2011b). Multipath effect in multilateration surveillance system. *Proceedings of the Signal Processing Symposium (Vilnius, Lithuania)*, pp. 1–7. CD-ROM.
 - 19) Конченко, І. (2011). Ефект багатопляхового поширення в мультилатераційній системі спостереження. *X Міжнародна науково-технічна конференція, ABIA – 2011*, Т. 3, ст. 21.58–21.61.
 - 20) Konchenko, I. (2009a). Cramer-Rao lower bound for localization error analysis in multilateration system. In *Наука і молодь. Прикладна серія: збірник наукових праць*, ст. 10–13. К.: НАУ-друк.
 - 21) Konchenko, I. (2009b). Influence of signal propagation on object localization in multilateration system. In *Наука і молодь. Прикладна серія: збірник наукових праць*, ст. 29–32. К.: НАУ-друк.
 - 22) Ivashko, I. M. and Yarovoy, A. G. (2016). Off-grid radar node placement for target localization in radar networks. In *Proceedings of the CIE International Conference on Radar (Guangzhou, China)*, pp. 1–4.

Продовж. дод. В
Апробація результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на науково-практичних конференціях різного рівня:

- 1) Міжнародному симпозіумі “Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS)” (Київ, 22-24 вересня 2008 р., форма участі – усна доповідь та публікація тез);
- 2) Міжнародному симпозіумі з обробки сигналів “SPS-2009” (Яхранка, Польща, 28-30 травня 2009 р., форма участі – усна доповідь та публікація тез);
- 3) Міжнародному симпозіумі “Enhanced Solutions for Aircraft and Vehicle Surveillance Applications (ESAVS 2010)”, (Берлін, Німеччина, 16-17 березня 2010 р., форма участі – усна доповідь та публікація тез);
- 4) Міжнародному воркшопі з обробки сигналів “SPW-2010” (Вільнюс, Литва, 15 червня 2010 р., форма участі – постерна доповідь та публікація тез);
- 5) Міжнародній науково-технічній конференції студентів та молодих вчених “AVIA-2011” (Київ, 19-21 квітня 2011 р., форма участі – усна доповідь та публікація тез);
- 6) Міжнародному симпозіумі з обробки сигналів “SPS-2011” (Яхранка, Польща, 8-10 червня 2011 р., форма участі – усна доповідь та публікація тез);
- 7) Міжнародному симпозіумі “Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS)” (Київ, 25-27 серпня 2011 р., форма участі – усна доповідь та публікація тез);
- 8) Європейській радіолокаційній конференції “EuRAD-2013” (Нюрнберг, Німеччина, 9-11 жовтня 2013 р., форма участі – постерна доповідь та публікація тез);

- 9) Європейській радіолокаційній конференції “EuRAD-2014” (Рим, Італія), 8-10 жовтня 2014 р., форма участі – постерна доповідь та публікація тез);
- 10) Європейській радіолокаційній конференції “EuRAD-2015” (Париж, Франція), 9-11 вересня 2015 р., форма участі – усна доповідь та публікація тез);
- 11) Міжнародному радіолокаційному симпозиумі “IRS-2016” (Краків, Польща, 10-12 травня 2016р., форма участі – усна доповідь та публікація тез);
- 12) Міжнародній радіолокаційній конференції “RADAR-2016” (Гуангджоу, Китай, 10-12 жовтня 2016 р., форма участі – усна доповідь та публікація тез).

Додаток Г

Акти впровадженъ

4352

Datum October 8, 2018
Kenmerk 20181008/AYA
Pag./van 1/1



To whom it may concern

Faculty of Electrical Engineering
Mathematics and Computer Science
Microelements (EWI)

Adres
Mekelweg 4, 2628 CD Delft
The Netherlands
a.yarovoy@tudelft.nl

With this letter I certify that the results of the thesis "Structure and parameters optimization of the radar networks" of Inna Ivashko were used in RAEBELL project (the Netherlands). Main scope of the project was analysis and design of distributed radars networks for surveillance in the low-level airspace.

If you require any additional information, please contact me using the e-mail address above.

Kind regards,

A handwritten signature in black ink, appearing to read "A. Yarovoy".

Prof. DSc. A. Yarovoy
Microwave Sensing, Signals and Systems (MS3), Chair

Дата: 08 жовтня 2018 р.
Шифр: 20181008/AYA
Стор. 1/1

Делфтський технічний університет

Факультет електротехніки,
математики та інформатики
Мікроелементи (EWI)

До компетентних органів

Адреса:
Мекельвег 4, 2628 CD Делфт
Нідерланди
a.yarovoy@tudelft.nl

Цим листом засвідчується, що результати дисертаційної роботи Інни Івашко на тему «Структурно-параметрична оптимізація багатопозиційних радіолокаційних систем» було використано в проєкті RAEBELL (Нідерланди). Основна мета проєкту – аналіз та проєктування багатопозиційних радіолокаційних систем для спостереження в повітряному просторі низьких висот.

За додатковою інформацією, будь ласка, звертайтеся до мене за вищезазначеною електронною адресою.

З повагою,

[Підпис]

Керівник науково-дослідницької групи з мікрохвильових технологій, сигналів та систем (MS3)

Професор, доктор наук О. Яровий

Цей переклад з **англійської** мови **українською** мовою зроблений мною, Єлісеєвою Анною Володимирівною, перекладачем Центру Перекладів "ТРИС", м. Київ

Підпис:



Місто Київ, Україна, вісімнадцятого жовтня тисячі вісімнадцятого року.

Я, **Смичкова Лілія Борисівна**, приватний нотаріус Київського міського нотаріального округу, засвідчую справжність підпису перекладача Єлісеєвої Анни Володимирівни, який проставлений у моїй присутності.

Особу перекладача встановлено, його дієздатність та кваліфікацію перевірено.

Зареєстровано в реєстрі за № 4028.

Стягнуто плати відповідно до вимог статті 31 Закону України "Про нотаріат".

ПРИВАТНИЙ НОТАРІУС



СМИЧКОВА Л.Б.

Всього прошито (з) прошито пронумеровано
Приватний нотаріус





ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор НАУ з наукової роботи

Харченко В.П.

» _____ 2018

АКТ
впровадження результатів дисертаційної роботи
Івашко Інни Миколаївни

Ми, що підписалися нижче, науковий керівник НДР 685-ДБ-10 завідувач кафедри електроніки Яновський Ф.Й., відповідальний виконавець НДР 685-ДБ-10 Сініцин Р.Б. та виконавець НДР здобувач Івашко І.М. склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Івашко Інни Миколаївни «Структурно-параметрична оптимізація багатопозиційних радіолокаційних систем», зокрема матеріали її досліджень, що викладені у звіті з НДР № 685-ДБ 10 «Теоретико-експериментальне обґрунтування шляхів розширення функціональних можливостей метеорологічного радіолокатора та підвищення ефективності виявлення небезпечних метеорологічних явищ за рахунок використання поляризаційних властивостей зондувальних і відбитих сигналів» впроваджені у комплексному проєкті «Розроблення першого вітчизняного наземного когерентного метеорологічного радіолокатора», код фундаментальної НДР 2201020, початок 01 липня 2010 р., закінчення 30 червня 2013 р.

| № | Назва впровадженого результату | Назва документу | Досягнутий ефект |
|---|---|---|---|
| 1 | Алгоритми для оцінки потенційної точності вимірювань параметрів відбитого сигналу в метеорологічних РЛС | Звіт № держ. ресстрації 0110U007697, 2012, розд. 4.1-4.2, с. 164-170. | Розширення функціональних можливостей РЛС шляхом вдосконалення методу потенційної точності оцінки параметрів відбитого сигналу при сумісній обробці даних пасивних і активних РЛС |

Науковий керівник НДР № 685-ДБ 10,
завідувач кафедри електроніки, професор

Ф.Й. Яновський

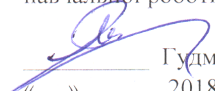
Відповідальний виконавець НДР № 685-ДБ 10,
доцент

Р.Б. Сініцин

Здобувач

І.М. Івашко

Погоджено
Проректор НАУ з
навчальної роботи


Гудманян А. Г.
« » _____ 2018



Затверджую
Проректор НАУ з
наукової роботи


Харченко В.П.
« » _____ 2018

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи
Івашко Інни Миколаївни
в навчальний процес НАУ

Ми, що підписалися нижче, директор Навчально-наукового інституту аеронавігації, електроніки та телекомунікацій (ННІАЕТ) Мачалін І.О. і завідувач кафедри електроніки Яновський Ф.Й. склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Івашко Інни Миколаївни «Структурно-параметрична оптимізація багатопозиційних радіолокаційних систем» використовуються в навчальному процесі ННІАЕТ на кафедрі електроніки.

| № | Що впроваджено | Форма впровадження | Ефект від впровадження |
|---|--|--|--|
| 1 | Метод оцінки потенційної точності вимірювання кінематичних параметрів цілі | Курс лекцій «Радіоелектронні системи», розділ «Багатопозиційні радіолокаційні системи» | Підвищення якості навчального процесу з радіоелектронних систем |
| 3 | Моделі нелінійних вимірювань та алгоритми жадібної оптимізації | Постановка нової лабораторної роботи «Оптимізація багатопозиційних радіолокаційних систем» з виконанням розрахунків і моделюванням в середовищі Матлаб, Київ, 2018 | Підвищення якості підготовки магістрів за спеціальністю 171 «Електронні системи» |

Директор ННІАЕТ

Завідувач кафедри електроніки



І.О. Мачалін

Ф. Й. Яновський